ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

УЧЕБНАЯ СЕРИЯ

Выпуск 647

И. П. ЖЕРЕБЦОВ

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

Издание второе, переработанное и дополненное



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1967

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Берг А. И., Бурдейный Ф. И., Бурлянд В. А., Ванеев В. И., Геништа Е. Н., Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г., Кренкель Э. Т., Куликовский А. А., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Шамшур В. И.

УДК 621.381
Ж 59

В книге рассматриваются физические основы работы электровакуумных и полупроводниковых приборов, их важнейшие свойства, характеристики и параметры, а также некоторые общие вопросы применения этих приборов в радиоэлектронных схемах.

Книга предназначена для широкого круга читателей, интересующихся современной электроникой и имеющих элементарные знания по физике и электротехнике.

Жеребцов Иван Петрович
Основы электроники

Издание второе, переработанное и дополненное. М., изд-во «Энергия», 1967.
416 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 647)

3-4-5
385-66

Редактор *В. А. Терехов*. Техн. редактор *Т. Н. Царева*
Корректоры *Е. В. Кузнецова* и *З. Б. Шлайфер*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 25/XI 1966 г. Подписано к печати 3/VI 1967 г. Т-06958. Формат 84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 2. Усл. печ. л. 21,84. Уч.-изд. л. 31,24. Тираж 140 000 экз Цена 1 р. 43 к. Зак. 712

Издательство «Энергия». Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., д. 10.

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР, г. Ленинград, Гатчинская ул., 26.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Изумительные достижения науки и техники тесно связаны с бурным развитием электроники, которая все глубже проникает в различные области нашей жизни. Триумф советской науки в освоении космоса в большой степени является победой электроники, обеспечивающей точную и четкую работу всех автоматических, радиотехнических и телевизионных устройств, без которых невозможны космические полеты. Важнейшая роль электроники в строительстве коммунизма неоднократно подчеркнута в историческом документе нашей эпохи — Программе Коммунистической партии Советского Союза, принятой XXII съездом КПСС.

Большие успехи электроники являются результатом создания разнообразных и замечательных по своим свойствам электровакуумных и полупроводниковых приборов. Именно они применяются в качестве основных элементов во всех радиоэлектронных установках. Изучение современной радиоэлектроники требует прежде всего знания принципов устройства и физических основ работы электровакуумных и полупроводниковых приборов, их характеристик, параметров и важнейших свойств, определяющих возможность применения этих приборов в радиоэлектронной аппаратуре.

Данная книга представляет собой популярный учебник, в котором изложены указанные вопросы в объеме, необходимом для дальнейшего изучения радиотехнических устройств. В настоящее время количество различных типов электровакуумных и полупроводниковых приборов так велико, что не представляется возможным рассмотреть все приборы (одних названий этих приборов с окончанием «трон» насчитывается много сотен). Попытка такого изложения привела бы или к чрезмерному увеличению объема книги, или к слишком неполному и поверхностному описанию ряда приборов. Поэтому из книги исключены многие приборы, не имеющие широкого применения у радиолюбителей или не выпускаемые пока промышленностью.

Так, например, не рассматриваются некоторые специальные электроннолучевые приборы и передающие телевизионные трубки, фотоэлектронные приборы, электрометрические лампы, ртутные вентили и игнитроны, некоторые специальные полупроводниковые приборы и др. В книге также не даются сведения по технологии изготовления электровакуумных и полупроводниковых приборов.

Более глубоко и подробно изложены те вопросы, которые с точки зрения автора являются особенно важными. Помимо рассмотрения самих приборов, затрагиваются также некоторые вопросы их применения. К ним относятся: использование триодов, более сложных ламп и транзисторов для усиления колебаний, стабилитронов — для стабилизации напряжения, электроннолучевых трубок — для получения простейших осциллограмм и т. п. Изучение только одних приборов в отрыве от их основных практических применений

создало бы у читателей недостаточно полное представление о том или ином приборе.

Особенно подробно в книге рассматриваются режим нагрузки и работа ламп в усилительном каскаде, так как эти вопросы очень важны для дальнейшего изучения радиоэлектроники.

Конечно, в книге не могли быть подробно изложены все многообразные применения электровакуумных и полупроводниковых приборов, так как они излагаются в соответствующих книгах по выпрямительным, усилительным, приемным, передающим, измерительным, импульсным и другим устройствам.

На протяжении всей книги математический материал сведен к минимуму и во многих местах он может быть пропущен без ущерба для усвоения основных элементарных сведений.

Ценные критические замечания по первому изданию книги высказал Н. В. Пароль, а редактор В. А. Терехов много способствовал улучшению второго издания. Им и всем лицам, сделавшим замечания по книге, автор выражает благодарность.

Автор и в дальнейшем будет признателен читателям, которые сообщат свои пожелания по данной книге по адресу: Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия», редакция «Массовой радиобиблиотеки».

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ВВЕДЕНИЕ

1-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Широкое применение электровакуумных и полупроводниковых приборов объясняется их ценными свойствами. С помощью этих приборов можно просто и с высоким к. п. д. преобразовывать электрическую энергию одного вида в электрическую же энергию другого вида, отличающуюся по форме, величине и частоте тока или напряжения, а также энергию излучения в электрическую энергию и обратно. В последнем случае можно осуществить весьма сложные процессы, при которых оптическое изображение преобразуется в электрический ток специальной формы или наоборот (например, в телевизионных и осциллографических трубках). Малая инерционность, характерная для приборов электроники, позволяет применять их в огромном диапазоне частот от нуля до 10^{12} *гц** и выше.

При помощи электровакуумных и полупроводниковых приборов можно осуществить регулирование различных электрических, световых и других величин плавно или ступенями, с большой или малой скоростью и с малыми затратами энергии на сам процесс регулирования, т. е. без значительного снижения к. п. д., характерного для многих других способов регулирования и управления.

Эти достоинства электровакуумных и полупроводниковых приборов обусловили их использование для выпрямления, усиления, генерирования и преобразования частоты различных электрических токов, осциллографии электрических и неэлектрических явлений, передачи и приема телевизионных изображений, различных измерений и других процессов.

Рассмотрим принципы классификации электровакуумных и полупроводниковых приборов.

Электровакуумными приборами называют вакуумные приборы, действие которых связано с использованием электрических явлений в рабочем пространстве прибора. Вакуумные приборы характерны тем, что у них рабочее пространство изолировано газонепроницаемой оболочкой от окружающей среды и в этом пространстве создан вакуум. Под вакуумом принято понимать газ, в частности воздух, имеющий высокую степень разрежения. Вакуум следует отличать от разреженного газа вообще, в котором может быть любая степень разрежения.

Применительно к электровакуумным приборам понятие «вакуум» определяют, исходя из характера движения электронов. Если элект-

---

* Следует отметить, что на сверхвысоких частотах могут работать только некоторые специальные электронные приборы.

роны движутся в пространстве свободно, практически не сталкиваясь с оставшимися после откачки газа молекулами, то степень разрежения считают высокой и говорят о вакууме. А если электроны при своем движении сталкиваются с молекулами газа, то следует говорить просто о разреженном газе, находящемся под тем или иным давлением.

Соответственно этому электровакуумные приборы делятся на **электронные приборы**, в которых проходит чисто электронный ток в вакууме, и **ионные приборы** (**газоразрядные**), для которых характерен электрический разряд в газе или парах.

В электронных приборах ионизация практически отсутствует, а если и наблюдается в небольшой степени, то не оказывает заметного влияния на работу этих приборов. Разрежение газа в этих приборах оценивается давлением 10^{-6} *мм рт. ст.* и меньше, характерным для высокого вакуума.

В ионных приборах давление газа бывает 10^{-3} *мм рт. ст.* и выше. При таком давлении значительная часть движущихся электронов сталкивается с молекулами газа, производит их ионизацию и, следовательно, в этих приборах процессы являются электронно-ионными.

Существуют специальные ионные приборы (разрядники), в которых давление газа выше атмосферного. Строго говоря, их нельзя называть «электровакуумными». Но они изготовляются на электровакуумных заводах и по принципу устройства и внешнему виду аналогичны приборам с пониженным давлением газа. Поэтому их все же причисляют к электровакуумным приборам.

Есть еще группа так называемых **проводниковых** (безразрядных) электровакуумных приборов. Их действие основано на использовании явлений, связанных с электрическим током в твердых или жидких проводниках, находящихся в разреженном газе. В этих приборах электрического разряда в газе или вакууме нет. К ним, например, относятся лампы накаливания, стабилизаторы тока (бареттеры), вакуумные полупроводниковые терморезисторы (термосопротивления), вакуумные термоэлементы, вакуумные конденсаторы.

Электровакуумные приборы подразделяются по различным признакам. Приборы, имеющие только два электрода (анод и катод), являются в большинстве случаев **неуправляемыми**. В **управляемых** приборах электронный поток можно регулировать, воздействуя на него электрическим полем (с помощью управляющих электродов) или магнитным полем.

Особую группу составляют **электронные лампы**, т. е. электронные приборы с накаленным катодом, предназначенные для различных преобразований электрических величин. Эти лампы по своему назначению бывают генераторными, усилительными, выпрямительными, частотопреобразовательными, детекторными, измерительными и т. д. Большинство их рассчитано на работу в **непрерывном** режиме, но выпускаются лампы и для **импульсного** режима. Они создают электрические импульсы большой мощности при условии, что длительность импульсов много меньше, чем промежутки времени между импульсами.

В зависимости от рабочих частот электронные лампы подразделяются на низкочастотные, высокочастотные и сверхвысокочастотные. Электронные лампы, имеющие только два электрода: катод и анод, называются диодами, причем диоды для выпрямления переменного тока электрической сети называют **кенотронами**.

Лампы, имеющие управляющие электроды обычно в виде сеток, бывают с общим числом электродов от трех до девяти и соответственно называются: триод, тетрод, пентод, гексод, гептод, октод и эннод. При этом лампы с двумя сетками и более, т. е. начиная с тетрода, выделяются в группу *многоэлектродных* ламп. Если лампа содержит несколько систем электродов с независимыми потоками электронов, то ее называют *комбинированной* (двойной диод, двойной триод, триод-пентод, двойной диод-пентод и др.).

По принципу работы и другим особенностям электронные лампы той или иной группы в свою очередь подразделяются на различные типы. Например, в группе электронных ламп для сверхвысоких частот имеются магнетроны, клистроны, лампы бегущей волны (ЛБВ), лампы обратной волны (ЛОВ) и др.

Основными типами ионных приборов являются газотроны, тиратроны, стабилитроны и ртутные вентили (управляемые и неуправляемые).

Большую группу составляют *электроннолучевые* приборы, к которым относятся приемные и передающие телевизионные трубки, осциллографические и запоминающие трубки, электронные преобразователи изображений, электроннолучевые переключатели и др.

В группу *фотоэлектронных* приборов входят электровакуумные фотоэлементы (электронные и ионные) и фотоэлектронные умножители. К *электроосветительным* приборам следует отнести лампы накаливания, газоразрядные источники света и люминесцентные лампы. Особое место занимают рентгеновские трубки, счетчики элементарных частиц и другие специальные приборы.

Электровакуумные приборы классифицируются еще и по многим другим признакам: по типу катода (накаленный или холодный), по устройству баллона (стеклянный, металлический, керамический или комбинированный, например металлокерамический), по роду охлаждения (естественное, т. е. лучистое, принудительное воздушное, водяное).

К *полупроводниковым* приборам относятся приборы, действие которых связано с использованием электрических явлений в полупроводниках, в частности на границе полупроводников с различными видами проводимости. Для полупроводниковых приборов еще не проведена общепринятая классификация. По своему назначению они также могут подразделяться на выпрямительные, усилительные, генераторные, измерительные, частотопреобразовательные и др. А по числу электродов их называют соответственно диодами, триодами, тетродами и т. д. В зависимости от примененного полупроводника различают купроксные (или меднозакисные), селеновые, сульфидные, германиевые, кремниевые и другие приборы.

Фотоэлектронные полупроводниковые приборы, имеющие широкое применение, подразделяются на фоторезисторы (фотосопротивления), изменяющие сопротивление под влиянием световых лучей, и фотоэлементы, в которых под действием света возникает э. д. с. В особые группы выделяют полупроводниковые терморезисторы (термосопротивления), изменяющие по нелинейному закону свое сопротивление при изменении температуры, а также полупроводниковые термоэлементы для термоэлектрических генераторов и холодильников и ряд других приборов. Количество разнообразных типов полупроводниковых приборов весьма велико.

Так как теория полупроводниковых приборов довольно сложна, то целесообразно сначала изучить электронные лампы. Для того чтобы получить общее представление об этих приборах, рассмотрим кратко принципы устройства и работы простейших электронных ламп — диодов и триодов.

1-2. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП РАБОТЫ ДИОДА

Главным назначением двухэлектродной электронной лампы, называемой диодом, является выпрямление переменного тока. Встречаются также применения диодов для генерирования шумов, т. е. беспорядочно меняющихся токов и напряжений, ограничения электрических импульсов и т. д.

Диод имеет два металлических электрода, находящихся в стеклянном, металлическом или керамическом баллоне с вакуумом. Одним электродом является накаленный катод, служащий для эмиссии электронов. Другой электрод — анод — служит для притяжения электронов, испускаемых катодом, и создания потока свободных электронов, называемого анодным током. Анод притягивает электроны в случае, если он имеет положительный потенциал относительно катода. Точнее, в пространстве между анодом и катодом образуется электрическое поле, которое при положительном потенциале анода является ускоряющим для электронов, испускаемых катодом. Электроны, вылетающие из катода, под действием поля движутся к аноду.

Основным свойством диода является его способность проводить ток в одном направлении. Электроны могут двигаться только от накаленного катода к аноду, но не обратно, и только тогда, когда анод имеет положительный потенциал относительно катода. Если же на аноде отрицательный потенциал относительно катода, то диод «заперт» для тока, т. е. он размыкает цепь. В этом случае анод отталкивает электроны, а сам он не накален и не испускает электроны, которые могли бы притягиваться к катоду, имеющему положительный потенциал относительно анода.

Иначе говоря, если на аноде отрицательный потенциал относительно катода, то поле между анодом и катодом является тормозящим для электронов, вылетающих из катода. Эти электроны под действием поля тормозятся, останавливаются и возвращаются на катод.

Таким образом, диод обладает односторонней проводимостью, т. е. является вентилем, и может использоваться для выпрямления переменного тока.

В простейшем случае катод делается в виде металлической проволочки, накаливаемой током. С ее поверхности вылетают электроны. Такие катоды называют катодами прямого или непосредственного накала.

Большое распространение получили также катоды косвенного накала, иначе называемые подогревными или эквипотенциальными. Катод такого типа представляет собой металлический цилиндр, испускающий с поверхности электроны, внутри которого находится подогреватель. На рис. 1-1, *а* и *б* показаны схематические изображения диодов с различными катодами.

Для плоской конструкции электродов (рис. 1-1, *в*) характерны рабочие поверхности катода и анода в виде дисков, причем катод вы-

полняется с косвенным накалом. Под его рабочей поверхностью находится подогреватель.

При цилиндрической конструкции (рис. 1-1, *г*) анод изготовляется в виде цилиндра, а катод располагается вдоль оси анода и может быть прямого или косвенного накала. В прямоугольной конструкции (рис. 1-1, *д*) анод имеет форму коробочки без донышка и крышки, а катод — либо косвенного накала, либо прямого накала в виде буквы Л или М. Более подробно о катодах рассказано в гл. 4.

Баллон служит для сохранения внутри лампы вакуума, который необходим прежде всего потому, что накаленная нить при наличии воздуха сгорит. Кроме того, вакуум нужен для того, чтобы молекулы газов не мешали свободному полету электронов. Для выполнения этого условия вакуум должен быть весьма высоким. Он характеризуется давлением порядка 10^{-6} *мм рт. ст.* и меньше. Если вакуум плохой, то электроны при полете от катода к аноду ударяют в молекулы

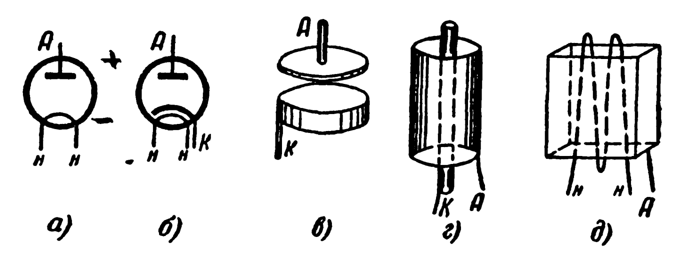


Рис. 1-1. Схематические изображения диодов и основные конструкции электродов диода.

оставшихся газов и превращают их в положительные ионы, которые движутся к катоду. Ионизация нарушает нормальную работу лампы. Таким образом, лампа с остатками воздуха («с газом») не может быть полноценной [1].

Получение высокого вакуума затрудняется тем, что на поверхности электродов содержатся поглощенные газы, которые могут выделиться при работе лампы и ухудшить вакуум. Предварительную откачку производят форвакуумными насосами, дающими разрежение до 10^{-2} *мм рт. ст.* Затем продолжают откачку высоковакуумными насосами, работающими при условии, что создан предварительный вакуум. Кроме того, лампу помещают в переменное магнитное поле, индуктирующее в электродах вихревые токи, разогревающие металл. Тогда поглощенные газы выделяются и откачиваются насосом.

Для улучшения вакуума в лампу помещают кусочек магния или бария, называемый **геттером** или **поглотителем**. При разогреве лампы указанным выше индукционным способом геттер испаряется и после охлаждения лампы оседает на стекле баллона, покрывая его зеркальным налетом (магний) или коричневато-черным (барий). Этот слой мельчайших частичек геттера поглощает остатки воздуха и газы, которые могут выделяться из электродов во время работы лампы.

---

[1] Существуют специальные ионные приборы, в которых используется явление ионизации (см. гл. 11).

1-3. ЦЕПИ ДИОДА

На рис. 1-2 показаны цепи диода с катодом косвенного накала.

Основной является анодная цепь (цепь анода). Она состоит из анодного источника с напряжением $E_а$ и пространства между анодом и катодом внутри лампы. Величины, относящиеся к этой цепи, обозначаются буквой *а*.

Поток электронов, летящих внутри лампы от катода к аноду, называется анодным током (током анода). Он протекает в анодной цепи и обозначается $I_а$ (или $i_а$). При изучении работы электронных ламп на сверхвысоких частотах нам придется расширить представление об анодном токе, но пока вполне достаточно приведенного определения.

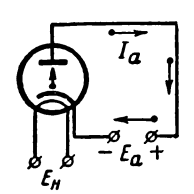


Рис. 1-2. Цепи диода.

В электротехнике принято условное направление тока от плюса к минусу, но при изучении электронных ламп удобнее рассматривать истинное направление движения электронов от минуса к плюсу. Мы будем показывать это направление стрелками с точкой на конце.

Анодный ток является основным током электронной лампы. Важно твердо знать замкнутую цепь этого тока. Электроны анодного тока движутся внутри лампы от катода к аноду, а вне лампы — от анода к плюсу анодного источника, внутри последнего — от его плюса к минусу и затем — от минуса источника к катоду лампы.

В схемах для изучения свойств диода используется анодный источник постоянного тока, например сухая или аккумуляторная батарея или выпрямитель. При выпрямлении переменного тока с помощью диода анодный источник имеет переменную э. д. с. Простейшая схема для выпрямления переменного тока с помощью диода (рис. 1-3) состоит из последовательно включенных генератора переменной э. д. с., диода и нагрузочного резистора *R*. Так как при отрицательных полуволнах напряжения анодный ток через диод не проходит, то в анодной цепи получается пульсирующий ток одного направления. Напряжение на резисторе *R* также будет пульсирующим. Если учесть направление движения электронов через резистор *R*, то нетрудно прийти к выводу, что его конец, соединенный с катодом диода, всегда имеет положительный потенциал.

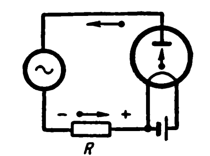


Рис. 1-3. Простейшая схема для выпрямления переменного тока с помощью диода.

Величина анодного тока составляет доли миллиампера в самых маломощных диодах, применяемых для детектирования в радиоприемниках или измерительной аппаратуре. В более мощных диодах (кенотронах), работающих в выпрямительных установках для силового питания аппаратуры, анодный ток доходит до сотен миллиампер и более.

Анодный ток существует при выполнении двух условий: при накале катода, достаточном для получения электронной эмиссии, и при положительном потенциале анода относительно катода.

Разность потенциалов между анодом и катодом называют анодным напряжением (напряжением анода) и обозначают $U_а$ или $u_а$. Именно

положительное анодное напряжение создает ускоряющее электрическое поле, под действием которого электроны движутся от катода к аноду.

Для схемы на рис. 1-2 анодное напряжение $U_а$ равно напряжению анодного источника $E_а$. Но в практических схемах, например в схеме рис. 1-3, в анодную цепь включен нагрузочный резистор, на котором падает часть напряжения анодного источника; поэтому анодное напряжение оказывается меньше $E_а$. Следует различать эти напряжения. Нередко возникают недоразумения и ошибки оттого, что напряжение анодного источника $E_а$ неправильно называют анодным напряжением. А ведь $U_а$ и $E_а$ равны только в частном случае, показанном на рис. 1-2, когда зажимы анодного источника непосредственно присоединены к аноду и катоду лампы.

Движение электронов в лампе зависит от потенциала электродов, находящихся на пути электронов. Условились принимать потенциал

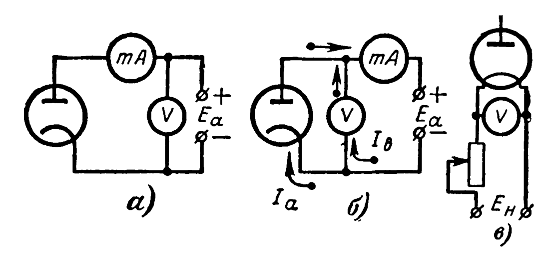


Рис. 1-4. Правильная (*а*) и неправильная (*б*) схемы для измерения анодного тока и анодного напряжения; включение вольтметра и реостата в цепь накала (*в*).

катода за нулевой, так как именно от катода электроны начинают свое движение. Катод является «стартом» для «электронного пробега» внутри лампы. Потенциал любого электрода, в частности анода, всегда определяют относительно катода. У катода прямого накала за точку нулевого потенциала принимают конец, соединенный с минусом источника накала.

Рабочее анодное напряжение у маломощных детекторных диодов имеет величину порядка долей вольта или единиц вольт. У кенотронов средней мощности оно достигает десятков вольт. В мощных кенотронах анодное напряжение составляет сотни вольт и более.

Для измерения анодного тока в анодную цепь включают миллиамперметр, а для измерения анодного напряжения — вольтметр (рис. 1-4, *а*). В этой схеме вольтметр в действительности измеряет сумму анодного напряжения и падения напряжения на миллиамперметре. Но последнее составляет малые доли вольта и практически вольтметр, включенный по схеме рис. 1-4, *а*, измеряет анодное напряжение. На рис. 1-4, *б* изображена неправильная схема включения, при которой миллиамперметр будет измерять сумму анодного тока $I_а$ и тока $I_в$, потребляемого вольтметром. Ток вольтметра может быть одного порядка с анодным током.

Второй цепью диода является ц е п ь н а к а л а. В простейшем случае (рис. 1-4, *в*) она состоит из источника $E_н$ и нити накала лампы.

Ток накала обозначают $I_н$, а напряжение накала, т. е. напряжение между концами нити, обозначают $U_н$.

Напряжение накала всегда сравнительно низкое, порядка единиц, реже немногих десятков вольт. Ток накала обычно значительно больше анодного тока. У маломощных ламп он составляет десятки миллиампер, а у мощных его величина доходит до десятков и даже сотен ампер.

Если напряжение источника $E_н$ выше нормального напряжения накала лампы $U_н$, то в цепь включают реостат или постоянный поглотительный резистор. Реостат применяют также в случае, когда необходимо регулировать напряжение накала. Для контроля напряжения накала параллельно нити накала включают вольтметр (рис. 1-4, *в*).

У лампы с катодом косвенного накала цепь накала может быть совершенно самостоятельной, как показано на рис. 1-2. Часто минус источника накала соединяют с минусом анодного источника. Тогда

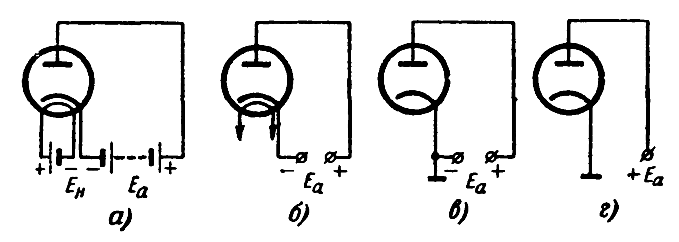


Рис. 1-5. Различные изображения схем включения диода.

от источника питания к лампе могут идти только три провода. Общую точку цепей накала и анода называют общим минусом и обычно соединяют с металлическим корпусом (шасси).

Схемы с электронными лампами можно изображать по-разному. На рис. 1-2 были показаны зажимы источников питания. В других случаях источники изображают в виде батарей (рис. 1-5, *а*). Цепь накала для упрощения часто не показывают, а от нити выводят только два проводника со стрелками (рис. 1-5, *б*). Иногда нить не изображают (рис. 1-5, *в*), а вывод катода соединяют с корпусом (общим минусом) и показывают только плюсовый зажим анодного источника, считая, что его отрицательный полюс включен на корпус (рис. 1-5, *г*). Конечно, цепь накала всегда есть, но она не имеет никаких особенностей и ее для упрощения часто не изображают.

Цепь накала является вспомогательной. Принципиально возможна лампа без цепи накала, имеющая катод, подогреваемый горелкой. Однако накаливание катода электрическим током несравненно удобнее. Ведутся исследования по созданию ламп с катодом, дающим нужную эмиссию при обычной комнатной температуре, но пока еще таких ламп нет.

При питании нескольких ламп от одного источника накала их нити соединяют параллельно, если напряжение источника примерно равно нормальному напряжению накала $U_н$. Параллельное соединение допустимо только для ламп с одинаковым напряжением накала. Если источник накала дает напряжение значительно больше $U_н$, то нити накала соединяют последовательно (при одинаковом токе накала

отдельных ламп) или смешанно. Для поглощения излишнего напряжения в общую цепь накала или последовательно с нитью той или иной лампы включают гасящий резистор. Если последовательно соединяют нити ламп с различными токами, то параллельно нитям с меньшим током накала присоединяют резисторы, пропускающие излишки тока.

У ламп с катодом прямого накала цепи накала и анода не могут быть изолированы друг от друга, так как сама нить является катодом. Обычно минус анодного источника соединяют с минусом источника накала. При этом цепь накала входит в состав анодной цепи и анодный ток проходит по цепи накала.

1-4. НАЗНАЧЕНИЕ ТРИОДОВ

В отличие от диодов триоды имеют третий электрод — управляющую сетку, расположенную между анодом и катодом и служащую для управления анодным током.

Подобно диодам, триоды обладают односторонней проводимостью и могут быть использованы для выпрямления переменного тока. Но для этого их применять нет смысла, так как диоды проще по конструкции и дешевле. Возможность управления анодным током с помощью сетки определяет основное назначение триодов — усиление электрических колебаний. Триоды применяются также для генерирования электрических колебаний различной частоты. Работа триодов в генераторах и во многих других специальных схемах в большинстве случаев сводится к усилению колебаний.

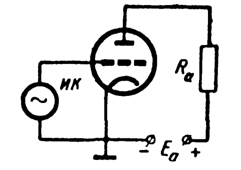


Рис. 1-6. Простейшая схема усилительного каскада с триодом.

На рис. 1-6 дана в упрощенном виде принципиальная схема применения тродов для усиления электрических колебаний. Источник усиливаемых колебаний *ИК* включен в цепь сетки. В анодную цепь включен нагрузочный резистор R_a. Колебания сеточного напряжения вызывают изменения анодного тока и на резисторе R_a получаются усиленные колебания напряжения и тока. Энергия этих колебаний доставляется анодным источником. Для многих радиотехнических устройств и приборов данная схема, называемая усилительным каскадом или усилительной ступенью, является основной. Ее работа подробно рассмотрена в гл. 7.

Более сложные лампы с несколькими сетками применяются для тех же целей, что и триоды, но в них устранены некоторые недостатки, свойственные триодам. Поэтому для изучения сложных электронных ламп необходимо сначала рассмотреть триоды.

1-5. УСТРОЙСТВО ТРИОДА И ЕГО ЦЕПИ

Катод и анод триодов такие же, как у диодов. Управляющая сетка, называемая обычно просто сеткой, в большинстве ламп выполняется из проволоки, окружающей катод. Отдельные витки сетки привариваются к более толстым проводникам — траверсам (держателям).

Многие триоды имеют цилиндрическую конструкцию электродов (рис. 1-7, *а*). Такая форма электродов бывает у ламп с катодом косвенного накала. Для ламп, имеющих катод прямого накала в виде буквы Л или М и анод прямоугольного сечения, сетка обычно изготовляется

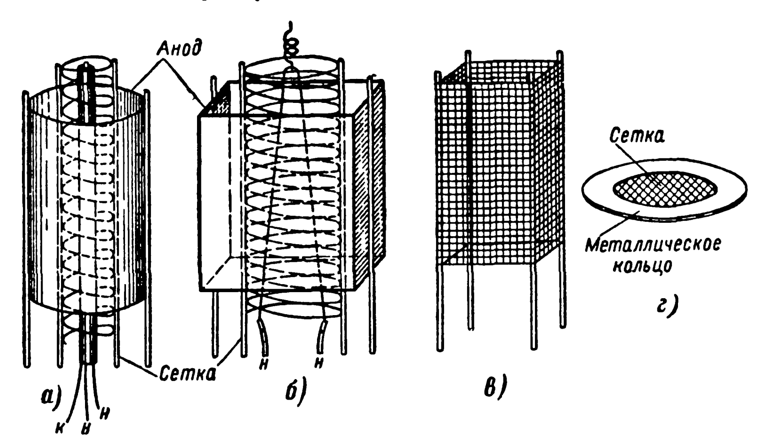


Рис. 1-7. Различные конструкции сетки в триоде.

с прямоугольным или эллиптическим сечением (рис. 1-7, *б*). Иногда сетка выполняется из переплетенных проводников (рис. 1-7, *в*). Сетка триода с плоскими электродами показана на рис. 1-7, *г*. Материалами для проводников сетки служат никель, молибден и их сплавы, реже — тантал, а при очень тонких проволочках — вольфрам.

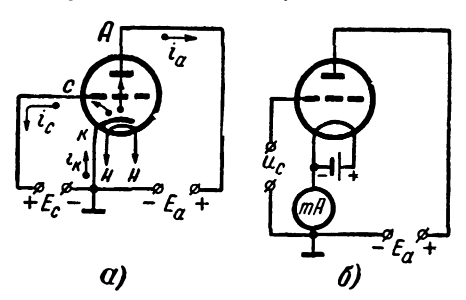


Рис. 1-8. Токи в цепях триода (*а*) и измерение катодного тока (*б*).

Сетка обозначается буквой «с» (иногда буквой *g* — от английского слова grid — сетка). Эта же буква служит индексом для всех величин, относящихся к сетке.

Триод имеет цепи накала и анода, подобные таким же цепям диода, и цепь сетки. На рис. 1-8, *а* показаны цепи триода с катодом косвенного накала. Цепь сетки состоит из промежутка между катодом и сеткой внутри лампы и источника сеточного напряжения E_c. В практических схемах в цепь сетки включаются еще резисторы и другие детали.

Разность потенциалов между сеткой и катодом является сеточным напряжением (напряжением сетки) и обозначается u_c или U_c. Для лампы с катодом прямого накала сеточное напряжение определяется относительно конца катода, соединенного с отрицательным полюсом источника. Если часть электронов, испускаемых като-

дом, попадает на сетку, то в ее цепи образуется сеточный ток (ток сетки), обозначаемый i_c или I_c. Направление движения электронов этого тока показано на рис. 1-8, *а*. Часть триода, состоящая из катода, сетки и пространства между ними, по своим свойствам подобна диоду, а цепь сетки сходна с анодной цепью диода. Роль анода в этом диоде выполняет сетка.

Основным и полезным током в триоде является анодный ток. Сеточный ток, как правило, бесполезен и даже вреден. Так как сеточное напряжение обычно значительно меньше анодного напряжения, то сеточный ток меньше анодного тока. Часто стремятся к тому, чтобы сеточного тока вообще не было. Для этого напряжение сетки должно быть отрицательным. Тогда сетка отталкивает электроны и сеточный ток отсутствует. Встречаются случаи, когда триоды работают при сравнительно больших положительных напряжениях сетки, и тогда сеточный ток имеет значительную величину.

В проводе катода протекают вместе анодный и сеточный токи. Суммарный ток называется катодным током, или током катода, и обозначается $i_к$ или $I_к$:

$$i_к = i_а + i_c. \qquad (1\text{-}1)$$

Его не следует смешивать с током накала. Катодный ток определяется суммарным потоком электронов, движущихся от катода в направлении к сетке. Очевидно, что при $u_c < 0$ катодный и анодный токи равны друг другу, так как $i_c = 0$.

В триоде с катодом прямого накала в цепи накала катодный ток разветвляется на две части, которые складываются алгебраически с током накала. Чтобы измерить в этом случае катодный ток, надо включить миллиамперметр по рис. 1-8, *б*.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ И МАГНИТНОМ ПОЛЯХ

2-1. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В ОДНОРОДНОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ

Взаимодействие движущихся электронов с электрическим полем является основным процессом в электронных и ионных приборах. Рассмотрим движение электрона в однородном и постоянном во времени электрическом поле.

Законы движения одного электрона в однородном электрическом поле с известным приближением можно применить к движению электронов в электронном потоке, если пренебречь их взаимным отталкиванием. В большинстве случаев это не приводит к значительным ошибкам. Учет взаимного отталкивания электронов в потоке является трудной задачей.

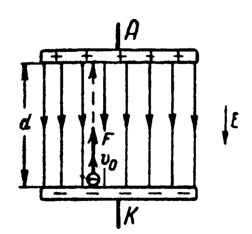


Рис. 2-1. Движение электрона в ускоряющем поле.

Электрическое поле в реальных приборах всегда неоднородно и часто весьма сложно по своей структуре. Детальное изучение движения электронов в неоднородных электрических полях представляет большие трудности и относится к области электроники, называемой **электронной оптикой**. В данной книге эти вопросы затронуты очень кратко. Если электрическое поле не сильно отличается от однородного, то вполне возможно приближенно считать, что электроны движутся в этом поле по законам, выведенным для однородного поля. Напомним, что электрон является частицей материи с отрицательным электрическим зарядом $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ *к*. Масса неподвижного электрона равна $m = 9{,}1 \cdot 10^{-28}$ *г*. С возрастанием скорости движения масса электрона увеличивается. Теоретически при скорости движения, равной $c = 3 \cdot 10^8$ *м/сек*, масса электрона должна стать бесконечно большой. В обычных электровакуумных приборах скорость электронов не превышают 0,1 *c*. При этом условии можно считать массу электрона постоянной, равной *m*.

Движение электрона в ускоряющем поле. На рис. 2-1 изображено однородное электрическое поле между двумя электродами, которые могут быть катодом и анодом диода или любыми соседними электродами многоэлектродного прибора.

Если разность потенциалов между электродами *U*, а расстояние между ними *d*, то напряженность поля равна:

$$E = \frac{U}{d}. \qquad (2\text{-}1)$$

Для однородного поля величина E является постоянной.

Пусть из электрода, имеющего более низкий потенциал, например из катода (κ), вылетает электрон с начальной скоростью v_0 и кинетической энергией W_0 (условия, при которых электрон может вылететь из металла, рассматриваются в следующей главе). Поле действует на электрон и ускоряет его движение к электроду, имеющему более высокий потенциал, например к аноду (A). Иначе говоря, электрон притягивается к электроду с более высоким потенциалом. В данном случае поле называют у с к о р я ю щ и м.

Напряженность поля численно равна силе, действующей на единичный положительный заряд. Поэтому величина силы, действующей на электрон, равна:

$$F = eE. \tag{2-2}$$

Иногда в правой части этой формулы ставят знак минус, потому что сила F направлена в сторону, противоположную вектору E.

Под действием постоянной силы F электрон получает ускорение, определяемое по второму закону Ньютона:

$$a = \frac{F}{m} = \frac{eE}{m} = \frac{eU}{md}. \tag{2-3}$$

Двигаясь ускоренно, электрон приобретает наибольшую скорость v и наибольшую кинетическую энергию W в конце своего пути, т. е. при ударе об электрод, к которому он летит.

Таким образом, в ускоряющем поле происходит увеличение кинетической энергии электрона за счет работы поля по перемещению электрона. Увеличение кинетической энергии электрона $W - W_0$ равно работе поля, которая определяется произведением перемещаемого заряда e на пройденную им разность потенциалов U:

$$W - W_0 = \frac{mv^2}{2} - \frac{mv_0^2}{2} = eU. \tag{2-4}$$

Если начальная скорость электрона равна нулю, то

$$W_0 = \frac{mv_0^2}{2} = 0 \text{ и } W = \frac{mv^2}{2} = eU, \tag{2-5}$$

т. е. кинетическая энергия электрона равна работе поля. Формула (2-5) с некоторым приближением может применяться и в случае, когда начальная скорость v_0 много меньше конечной скорости v, так как тогда

$$\frac{mv^2}{2} \gg \frac{mv_0^2}{2}.$$

Если принять заряд электрона за единицу количества электричества, то при $U = 1$ *в* энергия электрона также равна 1. Эта единица для измерения энергии названа э л е к т р о н о в о л ь т о м (*эв*). В большинстве случаев удобнее выражать энергию электронов именно в электроновольтах. Величина энергии в джоулях равна числу электроновольт, умноженному на заряд электрона в кулонах, т. е. на $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ *к*.

Из формулы (2-5) определяется конечная скорость электрона

$$v = \sqrt{2\frac{e}{m}U}. \tag{2-6}$$

Подставляя сюда значения e и m, можно получить удобное для расчетов выражение

$$v \approx 6 \cdot 10^5 \sqrt{U}\ [м/сек] \quad \text{или} \quad v \approx 600 \sqrt{U}\ [км/сек]. \qquad (2\text{-}7)$$

Таким образом, скорость электрона в ускоряющем поле зависит от пройденной разности потенциалов. Поэтому удобно скорости электронов выражать условно в вольтах. Например, скорость электрона 10 *в* означает конечную скорость электрона в ускоряющем поле с разностью потенциалов 10 *в*. Скорость электрона в вольтах численно равна его кинетической энергии в электроновольтах. Зная скорость электрона в вольтах, можно с помощью формулы (2-7) выразить ее в метрах или километрах в секунду.

Начальную скорость электрона также удобно выражать в вольтах, имея в виду равенство

$$v_0 \approx \sqrt{2 \frac{e}{m} U_0}, \qquad (2\text{-}8)$$

т. е. условно считая, что эта скорость создана ускоряющим полем с разностью потенциалов U_0.

Конечная энергия электрона при $v_0 \neq 0$ на основании формул (2-4) и (2-5) может быть записана в виде

$$W = \frac{mv^2}{2} = eU + W_0 = eU + eU_0 = e(U + U_0). \qquad (2\text{-}9)$$

Конечная скорость определяется по формуле

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} (U + U_0)}. \qquad (2\text{-}10)$$

В более удобном для расчета виде получим:

$$v \approx 600 \sqrt{U + U_0}\ [км/сек]. \qquad (2\text{-}11)$$

Как видно, скорости, выраженные в вольтах, следует просто складывать.

Скорости электронов, даже при небольшой ускоряющей разности потенциалов, получаются значительными. При $U = 1$ *в* скорость равна 600 *км/сек*, а при $U = 100$ *в* получаем $v = 6\,000$ *км/сек*.

Найдем время t пролета электрона между электродами. Определим его с помощью средней скорости

$$t = \frac{d}{v_{ср}}. \qquad (2\text{-}12)$$

Средняя скорость для равномерно ускоренного движения равна полусумме начальной и конечной скоростей:

$$v_{ср} = \frac{v_0 + v}{2}. \qquad (2\text{-}13)$$

Наибольшее время пролета будет при отсутствии у электрона начальной скорости. Для этого случая

$$v_{ср} = \frac{v}{2} \quad \text{и} \quad t = \frac{2d}{v}. \qquad (2\text{-}14)$$

Подставляя сюда значения конечной скорости, получим время пролета в секундах в виде

$$t = \frac{2d}{6 \cdot 10^5 \sqrt{U}} = 0{,}33 \cdot 10^{-5} \frac{d}{\sqrt{U}}; \qquad (2\text{-}15)$$

здесь расстояние d выражено в метрах, а если выразить его в миллиметрах, то окончательно будем иметь:

$$t = 0{,}33 \cdot 10^{-8} \frac{d}{\sqrt{U}}. \qquad (2\text{-}15а)$$

Например, время пролета электрона при $d = 3$ *мм* и $U = 100$ *в* равно:

$$t = 0{,}33 \cdot 10^{-8} \frac{3}{\sqrt{100}} = 10^{-9}\ сек = 10^{-3}\ мксек = 1\ нсек^{1}.$$

Практически в электронных приборах время пролета электронов имеет величину 10^{-8}—10^{-10} *сек*.

Выражения для энергии, скорости и времени пролета остаются в силе для любого участка пути электрона. В этом случае величины W, v, t, d, U относятся не ко всему расстоянию между электродами, а только к данному участку.

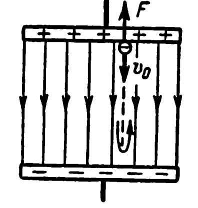


Рис. 2-2. Движение электрона в тормозящем поле.

Если поле состоит из нескольких участков с различными напряженностями, то конечная скорость электрона определяется только конечной разностью потенциалов и начальной скоростью электрона. Хотя на отдельных участках электрон будет лететь с разными ускорениями, но это не имеет значения для расчета конечной скорости. Из закона сохранения энергии вытекает, что конечная разность потенциалов U равна алгебраической сумме разностей потенциалов отдельных участков. Поэтому полное приращение кинетической энергии равно произведению eU.

Разные ускорения электрона на различных участках скажутся только на времени пролета. Оно для всего пути равно сумме промежутков времени, затраченных электроном на прохождение отдельных участков.

Движение электрона в тормозящем поле. Пусть направление начальной скорости электрона v_0 противоположно силе F, действующей на электрон со стороны поля (рис. 2-2), т. е. электрон вылетает с некоторой начальной скоростью из электрода с более высоким потенциалом. Так как сила F направлена навстречу скорости v_0, то электрон тормозится и движется прямолинейно равномерно-замедленно. Поле в этом случае называют т о р м о з я щ и м. Следовательно, одно и то же поле для одних электронов является ускоряющим, а для других — тормозящим в зависимости от направления начальной скорости электрона.

Сила F и ускорение a в данном случае определяются прежними формулами (2-2) и (2-3), но ускорение следует считать отрицательным.

---

[1] 1 *нсек* — одна наносекунда, т. е. миллиардная доля секунды.

Кинетическая энергия электронов в тормозящем поле уменьшается, так как работа совершается не полем, а самим электроном, который преодолевает сопротивление сил поля.

Таким образом, в тормозящем поле электрон отдает энергию полю.

Если начальную скорость электрона выражать в вольтах (U_0), то уменьшение скорости равно разности потенциалов U, которую проходит электрон в тормозящем поле. Когда начальная скорость электрона больше, чем разность потенциалов между электродами ($U_0 > U$), то электрон пройдет все расстояние между электродами и ударит со скоростью $U_0 - U$ в электрод с более низким потенциалом. Если же $U_0 < U$, то, пройдя разность потенциалов U_0, электрон теряет всю свою энергию, скорость его станет равна нулю, он на момент остановится и начнет ускоренно двигаться обратно.

В обратном направлении электрон движется без начальной скорости в ускоряющем поле, которое возвращает электрону энергию, потерянную им при замедленном движении до остановки.

Время пролета электрона в тормозящем поле до остановки определяется по уравнению для конечной скорости при равномерно замедленном движении

$$v = v_0 - at. \qquad (2\text{-}16)$$

Так как конечная скорость равна нулю, то

$$v_0 - at = 0, \text{ откуда } t = \frac{v_0}{a}. \qquad (2\text{-}17)$$

Пролет электрона в обратном направлении совершается за такой же промежуток времени, и полное время пребывания электрона в поле равно:

$$t_{\text{пр}} = \frac{2v_0}{a}. \qquad (2\text{-}18)$$

В момент возвращения на электрод с более высоким потенциалом электрон имеет скорость v_0. Таким образом, электрон совершает движение, подобное полету тела, брошенного вертикально вверх, в случае, если над поверхностью земли было бы безвоздушное пространство.

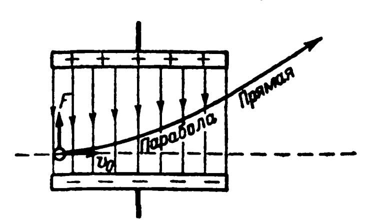


Рис. 2-3. Движение электрона в поперечном поле.

Движение электрона в поперечном поле. Если электрон влетает с начальной скоростью v_0 под прямым углом к направлению силовых линий поля (рис. 2-3), то поле действует на электрон с силой F, определяемой по формуле (2-2) и направленной в сторону более высокого потенциала. Поэтому электрон совершает одновременно два взаимно перпендикулярных движения: равномерное движение по инерции со скоростью v_0 и равномерно ускоренное движение в направлении действия силы F. Результирующее движение электрона происходит по параболе, причем электрон отклоняется в сторону более положительного электрода. Если электрон не попадает на этот электрод и выйдет

за пределы поля, как показано на рис. 2-3, то дальше он будет двигаться по инерции прямолинейно равномерно. Этот случай подобен движению тела, брошенного с некоторой начальной скоростью в горизонтальном направлении. Под действием силы тяжести такое тело движется по параболической траектории (при отсутствии воздуха).

Когда электрон влетает в поперечное поле под острым или тупым углом, то следует начальную скорость v_0 разложить на две составляющие: v_x, перпендикулярную силовым линиям, и v_y, направленную вдоль силовых линий. Движение электрона, обусловленное составляющей v_x, происходит так, как было уже рассмотрено для случая, показанного на рис. 2-3. Одновременно электрон совершает движение вдоль силовых линий с начальной скоростью v_y, которое в зависимости от направления v_y будет ускоренным или замедленным.

Суммарное движение происходит по параболе, причем электрон либо попадает на один из электродов, либо выходит за пределы поля.

Как видно, электрическое поле всегда изменяет в ту или другую сторону кинетическую энергию и скорость электрона. Таким образом, между электроном и электрическим полем всегда имеется энергетическое взаимодействие, т. е. обмен энергией. Если начальная скорость электрона направлена не вдоль силовых линий, а под некоторым углом к ним, то электрическое поле еще и искривляет траекторию электрона, превращая ее в параболу.

При этом скорость электрона при ударе об электрод определяется только начальной скоростью и пройденной разностью потенциалов между конечными точками пути, независимо от потенциалов промежуточных точек.

2-2. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В НЕОДНОРОДНОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ

Для неоднородных электрических полей характерна разнообразная и часто сложная структура. Существует множество не похожих друг на друга неоднородных полей, в которых напряженность от точки к точке изменяется по различным законам, а силовые линии обычно представляют собой кривые той или иной формы. Все это весьма усложняет рассмотрение движения электрона в подобных полях.

Наиболее простым является часто встречающееся в электровакуумных приборах радиальное неоднородное поле, образующееся между цилиндрическими электродами (рис. 2-4). Если начальная скорость электрона, вылетевшего с поверхности внутреннего электрода, направлена вдоль силовых линий, то электрон будет двигаться прямолинейно и ускоренно по радиусу. Но по мере удаления от внутреннего электрода напряженность поля (густота силовых линий) и сила, действующая на электрон, становятся меньшими, а значит, уменьшается и ускорение.

Рис. 2-4. Движение электрона в радиальном поле.

В более общем случае неоднородное поле имеет силовые линии в виде кривых линий. Если это поле является ускоряющим (рис. 2-5, *а*), то электрон с начальной скоростью v_0 движется по криволинейной траектории, имеющей такой же характер кривизны, как и силовые линии. На электрон действует со стороны поля сила F, направленная

под углом к вектору собственной скорости электрона. Эта сила искривляет траекторию электрона и увеличивает его скорость.

При этом траектория электрона не совпадает с силовой линией. Если бы электрон не обладал массой, а следовательно, и инерцией, то он двигался бы по силовой линии. Однако электрон имеет массу и стремится двигаться по инерции прямолинейно со скоростью, приобретенной за время предыдущего движения. Сила, действующая на электрон, направлена по касательной к силовой линии и в случае кривых силовых линий образует некоторый угол с вектором скорости электрона. Поэтому траектория электрона искривляется, но «отстает» в этом искривлении от силовой линии из-за инерции электрона.

В случае тормозящего неоднородного поля с кривыми силовыми линиями (рис. 2-5, *б*) сила, действующая на электрон со стороны поля, также искривляет траекторию электрона и изменяет величину его скорости. Но искривление траектории получается в сторону, противоположную той, куда искривляются силовые линии, т. е. траектория электрона стремится удалиться от силовой линии. При этом скорость электрона уменьшается, так как он переходит в точки с более отрицательным потенциалом.

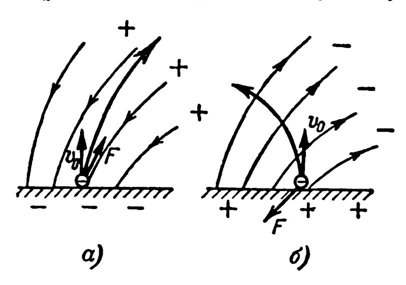


Рис. 2-5. Движение электрона в неоднородном электрическом поле.

Рассмотрим движение потока электронов в неоднородном поле, пренебрегая для простоты взаимодействием электронов. На рис. 2-6, *а* показано движение электронного потока в ускоряющем неоднородном поле, которое симметрично относительно средней прямой силовой линии. В данном случае в направлении движения электронов силовые линии сходятся, т. е. напряженность поля возрастает. Условимся такое поле называть с х о д я щ и м с я.

Пусть в это поле влетает поток электронов, скорости которых направлены параллельно. Для упрощения на рис. 2-6 показаны только средний и крайние электроны. Очевидно, что траектории электронов искривляются в ту же сторону, куда искривлены силовые линии. И только средний электрон движется прямолинейно вдоль средней силовой линии. В результате электроны сближаются, т. е. получается ф о к у с и р о в к а электронного потока, напоминающая фокусировку светового потока с помощью собирающей линзы. Кроме того, увеличиваются скорости электронов.

Если силовые линии в направлении движения электронов расходятся (рис. 2-6, *б*), то поле можно условно назвать р а с х о д я щ и м с я. В нем электронный поток р а с с е и в а е т с я, так как у электронов траектории при искривлении удаляются друг от друга. Поэтому ускоряющее расходящееся поле является для электронного потока рассеивающей линзой.

Если поле будет тормозящее сходящееся (рис. 2-6, *в*), то происходит не фокусировка, а рассеивание электронов с уменьшением их скорости. И наоборот, в тормозящем расходящемся поле получается фокусировка электронного потока.

Рассмотренные случаи являются основными для электровакуумных приборов.

В электронной оптике изучаются и многие другие случаи движения электронов в неоднородном поле и выводятся законы таких движений. При этом обычно изображают поле с помощью эквипотенциальных поверхностей[1] (точнее, линий пересечения этих поверхностей с плоскостью чертежа). Искривление электронных траекторий представляют в виде преломления их при переходе сквозь эквипотенциальную поверхность. Законы такого преломления напоминают законы преломления световых лучей.

При изображении поля нет необходимости показывать и силовые линии, и эквипотенциальные поверхности. Имея изображение поля с помощью силовых линий, можно всегда показать расположение эквипотенциальных поверхностей, и наоборот.

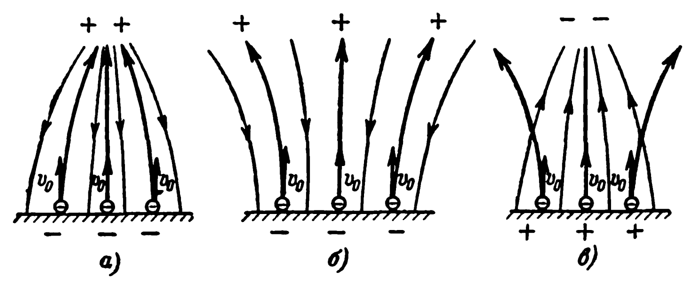


Рис. 2-6. Фокусировка и рассеивание электронного потока в неоднородном электрическом поле.

Для изучения электровакуумных приборов удобнее изображать поле с помощью силовых линий и рассматривать искривление электронных траекторий, как было показано выше.

2-3. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В ОДНОРОДНОМ МАГНИТНОМ ПОЛЕ

В некоторых электровакуумных приборах используется движение электронов в магнитном поле. Рассмотрим движение электрона только в однородном мáгнитном поле, так как теория движения электронов в неоднородном поле весьма сложна. Когда поле не сильно отличается от однородного или когда нет необходимости в получении точных количественных результатов, можно пользоваться законами, установленными для движения электрона в однородном поле.

Движущийся электрон представляет собой элементарный электрический ток, и для решения вопроса о взаимодействии электрона с магнитным полем следует вспомнить действие магнитного поля на проводник с током. Как известно, магнитное поле, созданное током, взаимодействует с внешним магнитным полем, в которое помещен проводник, и в результате проводник испытывает со стороны поля действие механической силы. Эта сила F зависит от напряженности

---

[1] Каждая эквипотенциальная поверхность перпендикулярна силовым линиям и все ее точки имеют одинаковый потенциал.

магнитного поля H, длины l той части проводника, которая находится в поле, тока i и угла α между направлением тока и направлением магнитного поля. Математически зависимость выражается так:

$$F = Hli \sin \alpha. \tag{2-19}$$

Если проводник с током расположен вдоль силовых линий, то никакого взаимодействия с полем нет, так как угол α равен нулю, а тогда $\sin \alpha = 0$ и $F = 0$. Сила F будет наибольшей, когда проводник с током расположен перпендикулярно магнитным силовым линиям ($\alpha = 90°$ и $\sin \alpha = 1$).

Направление силы F перпендикулярно направлениям тока и магнитного поля и определяется правилом левой руки: *если левую руку расположить так, чтобы ее вытянутые четыре пальца показывали направление тока, а магнитные силовые линии входили в ладонь, то отведенный в сторону большой палец покажет направление силы, действующей на проводник с током*. При этом, как во всех правилах электромагнетизма, направление тока считается условным от плюса к минусу.

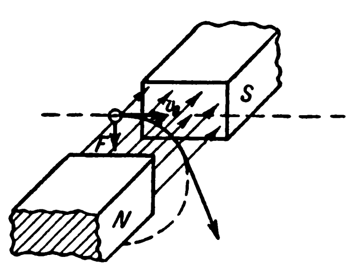


Рис. 2-7. Движение электрона в поперечном магнитном поле.

Рассмотрим случай, когда электрон влетает в однородное магнитное поле с начальной скоростью v_0, направленной перпендикулярно магнитным силовым линиям (на рис. 2-7 — горизонтально). Поле действует на электрон с силой F, которая перпендикулярна вектору v_0 и направлению магнитного поля. Применяя правило левой руки и считая направление тока противоположным направлению движения электронов, получим, что сила F для начальной точки траектории электрона в магнитном поле действует как показано на рис. 2-7 (вниз).

Величину силы F найдем из следующих соображений. Пусть электрон, имеющий заряд e, проходит за малое время Δt путь Δl. Тогда величина тока, эквивалентного движущемуся электрону, равна:

$$i = \frac{e}{\Delta t}, \tag{2-20}$$

а Δl можно принять за длину проводника с током i. По формуле (2-19) для силы F получим:

$$F = H\Delta l \frac{e}{\Delta t}. \tag{2-21}$$

Но $\Delta l/\Delta t$ есть скорость электрона v_0 и поэтому

$$F = Hv_0e. \tag{2-22}$$

Как видно, при $v_0 = 0$ сила F равна нулю, т. е. на неподвижный электрон магнитное поле не действует.

Сила F искривляет траекторию электрона в дугу окружности. Поскольку сила F действует под прямым углом к скорости v_0, она не совершает работы. Энергия электрона и его скорость не изменяются по величине. Происходит лишь изменение направления скорости.

Известно, что движение тела по окружности (вращение) с постоянной скоростью получается благодаря действию направленной к центру центростремительной силы, которой именно и является сила F.

Направление поворота электрона в магнитном поле определяется по следующим правилам. *Если смотреть в направлении магнитных силовых линий, то электрон движется по часовой стрелке.* Или иначе: *поворот электрона совпадает с вращательным движением винта, который ввинчивается по направлению магнитных силовых линий.*

Определим радиус r окружности, описываемой электроном. Для этого воспользуемся выражением для центростремительной силы, известным из механики:

$$F = \frac{mv_0^2}{r}. \tag{2-23}$$

Приравняем его значению силы F по формуле (2-22):

$$\frac{mv_0^2}{r} = Hv_0e.$$

Теперь из этого уравнения можно найти радиус r:

$$r = \frac{mv_0}{eH}. \tag{2-24}$$

Чем больше скорость электрона v_0, тем сильнее он стремится двигаться прямолинейно по инерции и радиус искривления траектории будет больше. С другой стороны, с увеличением H растет сила F, искривление траектории возрастает и радиус окружности уменьшается.

Понятна также зависимость r от m и e. Если масса m возрастает, то усилится стремление электрона лететь по инерции прямолинейно и искривление траектории уменьшится, т. е. r станет больше. А увеличение e эквивалентно возрастанию тока. У электрона заряд и масса постоянны, но выведенная формула справедлива для движения в магнитном поле частиц с любыми массой и зарядом. Но чем больше ток, тем больше сила F и тем сильнее искривляется траектория, т. е. радиус становится меньше.

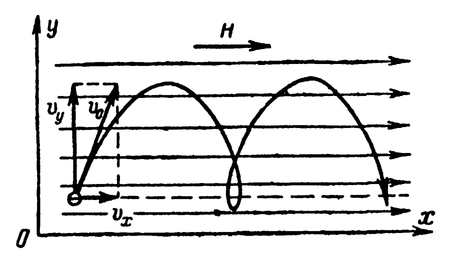


Рис. 2-8. Движение электрона по винтовой линии в магнитном поле.

Выйдя за пределы магнитного поля, электрон дальше летит по инерции по прямой линии. Если же радиус траектории мал, то электрон может описывать в магнитном поле замкнутые окружности. Нетрудно решить вопрос о взаимодействии электрона с магнитным полем и для более общего случая, когда электрон влетает в магнитное поле под любым углом (рис. 2-8).

Выберем координатную плоскость так, чтобы вектор начальной скорости электрона v_0 лежал в этой плоскости и чтобы ось x совпадала по направлению с вектором H. Затем разложим v_0 на составляющие по осям x и y. Движение электрона со скоростью v_x эквивалентно току вдоль силовых линий. Но на такой ток магнитное поле не дейст-

вует. Следовательно, скорость v_x не испытывает никаких изменений и электрон должен двигаться со скоростью v_x прямолинейно и равномерно.

А скорость v_y направлена под прямым углом к силовым линиям и влияние поля на нее такое же, как и в рассмотрениом выше основном случае (рис. 2-7). Поэтому электрон со скоростью v_y должен совершать движение по окружности в плоскости, перпендикулярной магнитным силовым линиям.

Результирующее движение электрона происходит по винтовой линии (часто неправильно говорят «по спирали»). В зависимости от величин H, v_x и v_y эта винтовая траектория более или менее растянута. Ее радиус легко определить по формуле (2-24), подставив в нее скорость v_y.

Подчеркнем еще раз, что магнитное поле изменяет только направление скорости электронов, но не ее величину, т. е. между электроном и магнитным полем нет энергетического взаимодействия. Таким образом, по сравнению с электрическим полем действие магнитного поля на электроны является более ограниченным. Именно поэтому магнитное поле применяется для воздействия на электроны значительно реже, нежели электрическое поле.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

3-1. ЭЛЕКТРОНЫ В МЕТАЛЛЕ

Электронной эмиссией называют процесс выхода электронов из твердых или жидких тел в окружающий их вакуум или газ. Вылетевшие электроны являются свободными. Так как в большинстве случаев используется явление электронной эмиссии из металлов, то рассмотрим состояние электронов в металлических проводниках.

В металлах электроны внешних оболочек атомов совершают беспорядочное движение, переходя от одних атомов к другим и образуя «электронный газ». Их принято называть электронами проводимости в отличие от электронов внутренних оболочек атома, которые сильно связаны с ядром и называются связанными. Понятие об «электронном газе» является весьма условным, так как он, конечно, сильно отличается от обычных газов.

Атомы вещества, лишенные внешних электронов, могут быть названы ионами. Они располагаются вполне определенным образом, образуя пространственную (ионную) решетку. Состояние этой решетки соответствует равновесию сил взаимодействия между атомами и минимальному значению общей энергии всех частиц тела. Для изменения ионной решетки нужно затратить энергию, подведенную к телу извне.

Современной физикой доказано, что электроны в теле не могут обладать произвольными энергиями. Энергия каждого электрона может принимать лишь определенные значения, называемые уровнями энергии (или энергетическими уровнями).

Электроны, расположенные ближе к ядру, обладают меньшими энергиями, т. е. находятся на более низких энергетических уровнях. Чтобы удалить электроны от ядра, надо преодолеть взаимное притяжение между электроном и ядром, т. е. затратить некоторую энергию. Поэтому удаленные от ядра электроны обладают бóльшими энергиями, т. е. находятся на более высоких энергетических уровнях.

Когда электрон переходит с более высокого энергетического уровня на более низкий, выделяется определенное количество энергии, называемое квантом (или фотоном). Если атом поглощает 1 *квант* энергии, то электрон переходит с более низкого энергетического уровня на более высокий. Таким образом, энергия электронов изменяется только квантами, т. е. определенными порциями.

Распределение электронов по уровням энергии изображают схематически так, как показано на рис. 3-1. По вертикали отложена энергия W электрона, а горизонтальными линиями показаны уровни энергии.

В веществах имеются электроны, заполняющие ряд более низких энергетических уровней, составляющих валентную зону.

Электроны этой зоны не участвуют в явлениях электропроводности. В металлах существует также большое количество электронов, находящихся на более высоких энергетических уровнях. Они обеспечивают электропроводность металлов. Эти уровни составляют з о н у п р о в о д и м о с т и. На рис. 3-1, *а* показана грубо схема уровней энергии для металла. Конечно, в действительности число уровней очень велико, причем они распределены неравномерно и неодинаково для различных веществ.

Иная энергетическая структура характерна для диэлектриков (рис. 3-1, *б*). У них между зоной проводимости и валентной зоной существует з а п р е щ е н н а я з о н а, соответствующая уровням энергии, на которых электроны не могут быть. Ширина запрещенной зоны, т. е. разница между величинами энергий нижнего уровня зоны проводимости и верхнего уровня валентной зоны (ΔW на рис. 3-1, *б*), составляет обычно несколько электроновольт. При нормальной температуре у диэлектриков в зоне проводимости имеется только очень

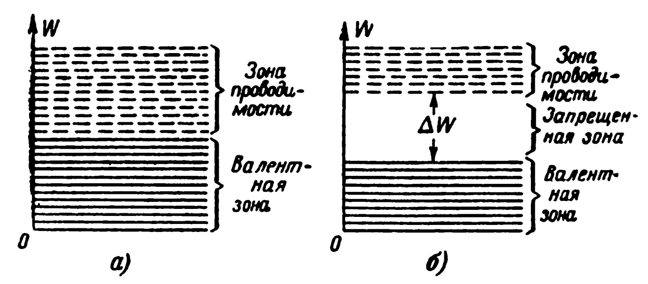


Рис. 3-1. Схема уровней энергии электронов для твердого проводника (*а*) и диэлектрика (*б*).

небольшое количество электронов и поэтому каждый диэлектрик обладает ничтожно малой проводимостью. Но при нагревании некоторые электроны валентной зоны, получая добавочную энергию, переходят в зону проводимости, и тогда диэлектрик приобретает электропроводность.

У полупроводников энергетическая схема подобна изображенной на рис. 3-1, *б*, но только ширина запрещенной зоны у них бывает порядка одного электроновольта. Поэтому при низких температурах такие вещества являются диэлектриками, а при нормальной температуре часть электронов переходит из валентной зоны в зону проводимости и получается значительная проводимость, возрастающая с температурой. Подробнее о полупроводниках рассказано в гл. 13.

Обозначим наибольшую энергию, которой обладают электроны данного металла при температуре абсолютного нуля ($T = 0$), через W_0. Диаграммы рис. 3-2 показывают распределение электронов по величинам энергии в соответствии с выводами современной физики. По горизонтали отложена энергия W, а вертикальные отрезки изображают количество электронов N, обладающих данной величиной энергии (в действительности число этих отрезков очень велико). Диаграмма рис. 3-2, *а* дана для температуры абсолютного нуля. Она показывает, что число электронов, не имеющих энергии, равно нулю. Чем больше величина энергии, тем больше электронов обладают такой энергией. Больше всего имеется электронов с энергией W_0.

Для более высокой температуры показана диаграмма рис. 3-2, *б*. В этом случае некоторое количество электронов имеет энергию больше W_0 и соответственно уменьшилось число электронов с энергией меньше

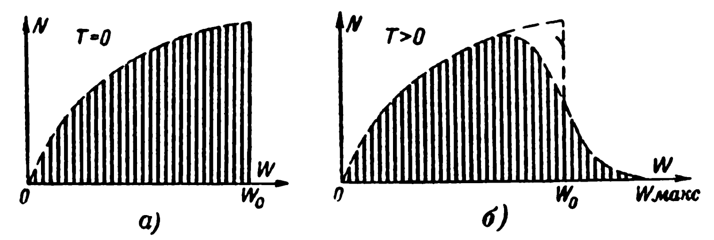


Рис. 3-2. Распределение числа электронов в металле по величинам энергии.

W_0. Число электронов с более высокой энергией, чем W_0, убывает по мере возрастания энергии. Чем выше температура, тем больше максимальная энергия $W_{макс}$.

3-2. ВЫХОД ЭЛЕКТРОНОВ ИЗ МЕТАЛЛА

При нормальной температуре энергии электронов недостаточно для выхода их из тела. Чтобы получить электронную эмиссию, надо сообщить электронам добавочную энергию. Отсутствие эмиссии при нормальной температуре объясняется двумя причинами.

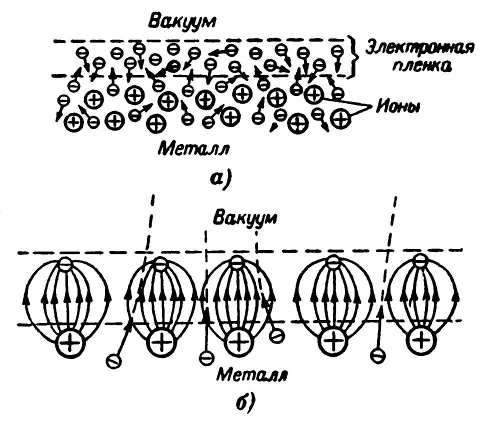
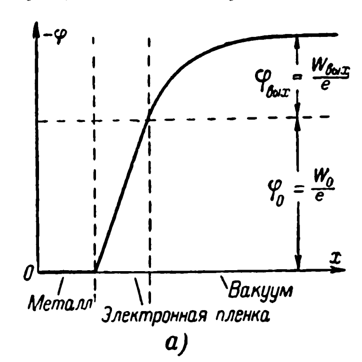


Рис. 3-3. Электронная пленка (*а*) и электрическое поле двойного электрического слоя (*б*).

Первая состоит в том, что электроны, имеющие наибольшую энергию (W_0 и более), при своем беспорядочном движении подходят к поверхности металла, но их притягивают обратно положительные ионы пространственной решетки. На поверхности образуется «электронная пленка» (рис. 3-3, *а*). Конечно, она не является «застывшей», а находится в динамическом равновесии. Новые электроны приходят в эту «пленку», а ранее попавшие в нее уходят обратно в глубь металла. Между электронной пленкой и положительными ионами существует электрическое поле, которое тормозит электроны, стремящиеся выйти из тела (рис. 3-3, *б*). Говорят, что на поверхности металла получается двойной электрический слой (слой

электронов над слоем ионов). Чтобы пройти этот слой, электрон должен иметь энергию больше W_0.

Вторая причина, препятствующая выходу электронов, заключается в том, что металл, лишенный части электронов, заряжается положительно. Между ним и вылетевшими электронами возникает электрическое поле, под действием которого электроны притягиваются обратно к металлу. Сила этого притяжения быстро убывает при удалении электрона от поверхности металла. Ее можно считать равной нулю, когда электрон удалится от поверхности металла на несколько междуатомных расстояний.



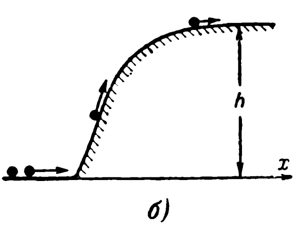


Рис. 3-4. Потенциальный барьер на границе металла и вакуума (*а*) и его механическая аналогия (*б*).

Таким образом, чтобы вылететь в вакуум и не быть связанным с металлом, электрон должен иметь сверх энергии W_0 еще энергию, необходимую для преодоления силы обратного притяжения к металлу.

Энергия, которую нужно сообщить для выхода из металла электрону дополнительно к максимальной энергии W_0, имеющейся при температуре абсолютного нуля, называется эффективной работой выхода или просто р а б о т о й в ы х о д а ($W_{вых}$). Полная работа, совершаемая электроном при выходе из металла, равна $W_0 + W_{вых}$. Ее иногда называют п о л н о й работой выхода, а величины W_0 и $W_{вых}$ соответственно в н у т р е н н е й и в н е ш н е й работой выхода.

Работа по перемещению электрического заряда, отнесенная к величине заряда, равна разности потенциалов, которую проходит заряд. Если работу $W_0 + W_{вых}$ разделить на заряд электрона e, то получится некоторая разность потенциалов. Так как электрон при выходе из металла расходует энергию, то потенциал в вакууме отрицателен относительно металла. Приняв потенциал металла за нулевой, можно написать, что потенциал φ в вакууме вблизи поверхности металла равен:

$$\varphi = \frac{W_0 + W_{вых}}{e} = \frac{W_0}{e} + \frac{W_{вых}}{e} = \varphi_0 + \varphi_{вых}, \qquad (3\text{-}1)$$

здесь φ_0 — потенциал на границе электронной пленки и вакуума, а $\varphi_{вых}$ — потенциал, соответствующий работе выхода.

На рис. 3-4, *а* показан график изменения потенциала при переходе из металла в вакуум. По вертикали отложен отрицательный потенциал φ, по горизонтали — расстояние x. На границе металла и вакуума получается «скачок» потенциала или «п о т е н ц и а л ь н ы й б а р ь е р» для электронов. В электронной пленке потенциал

повышается в отрицательную сторону на φ_0 и далее в вакууме он растет еще дополнительно на $\varphi_{вых}$. Полная «высота» барьера составляет $\varphi_0 + \varphi_{вых}$. Для преодоления барьера электрон должен иметь энергию не менее $W_0 + W_{вых}$ электроновольт или скорость не менее $\varphi_0 + \varphi_{вых}$ вольт.

Наглядная механическая модель выхода электронов изображена на рис. 3-4, *б*. Потенциальный барьер заменен горкой, переходящей в плоскогорье, а электроны — шариками, находящимися у подножия. Чтобы шарики могли вкатиться на горку, они должны иметь определенную кинетическую энергию, зависящую от высоты h. Если энергии недостаточно, то шарики скатываются обратно. По аналогии с движением электронов в вакууме считают, что шарики катятся без трения. Для удобного перехода к такой механической аналогии отрицательный потенциал на рис. 3-4 отложен вверх.

Работа выхода различна для разных металлов и составляет несколько электроновольт. Чем она больше, тем труднее получить электронную эмиссию. У металлов, имеющих бо́льшие междуатомные расстояния, работа выхода меньше. К ним относятся щелочные и щелочноземельные металлы, например цезий, барий, кальций.

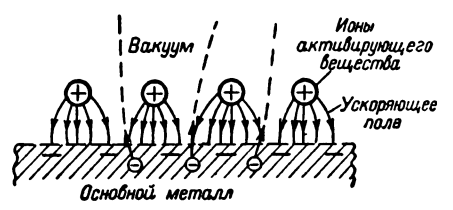


Рис. 3-5. Электрическое поле между металлом и положительными ионами активирующего вещества.

Исследование явления электронной эмиссии показало, что примеси других веществ на поверхности металла оказывают значительное влияние на работу выхода. Если на поверхности основного металла расположены атомы веществ, отдающие электроны данному металлу, то наблюдается увеличение эмиссии. Такие вещества называют **активирующими**. Их влияние объясняется тем, что атомы, отдавшие часть электронов основному металлу, превращаются в положительные ионы и образуют на поверхности металла двойной электрический слой (рис. 3-5). Электрическое поле этого слоя является ускоряющим для электронов, стремящихся выйти из металла, и работа выхода уменьшается. Наименьшая работа выхода получается, когда положительные ионы примеси располагаются одноатомным слоем.

Поле между пленкой активирующего вещества и основным металлом аналогично полю в конденсаторе с обкладками в виде металлических сеток (решеток). В конденсаторе поле существует только между обкладками, и если через отверстие отрицательно заряженной обкладки в это поле попадет электрон, то он с увеличенной скоростью вылетит через отверстие положительно заряженной обкладки.

Атомы некоторых веществ при соприкосновении с металлом отбирают у него электроны и превращаются в отрицательные ионы. Слой таких атомов на поверхности металла препятствует электронной эмиссии. Между этими атомами и основным металлом возникает поле, тормозящее эмиттируемые электроны, и работа выхода возрастает. Например, атомы кислорода на поверхности вольфрама увеличивают работу выхода до 9,2 *эв*. Говорят, что металл понижает эмиссионную способность вследствие «отравления» кислородом. При устройстве катодов обычно создают на поверхности основного металла активиру-

ющие слои, уменьшающие работу выхода, и принимают меры к тому, чтобы поверхность катода не «отравлялась» атомами кислорода.

Можно также уменьшить работу выхода путем покрытия поверхностей металлов слоями окислов щелочных и щелочноземельных металлов, называемых оксидами. Тогда работа выхода получается еще меньше, чем в случае одноатомных пленок.

Оксидные слои являются полупроводниками. Законченной теории электронной эмиссии из оксидных покрытий пока еще нет. Экспериментальные и теоретические исследования показывают, что в данном случае уменьшение работы выхода объясняется не только влиянием одноатомной «пленки» положительных ионов, но и некоторыми явлениями в глубине оксидного слоя (см. гл. 4).

Существуют следующие виды электронной эмиссии:

1. Термоэлектронная эмиссия, получаемая при повышении температуры тела.

2. Электростатическая электронная эмиссия (иначе: автоэлектронная или холодная), обусловленная действием сильного электрического поля.

3. Вторичная электронная эмиссия, возникающая под ударами электронов о поверхность тела.

4. Электронная эмиссия под ударами тяжелых частиц, возникающая, в частности, от ударов ионов.

5. Фотоэлектронная эмиссия, обусловленная действием лучистой энергии.

3-3. ТЕРМОЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

Термоэлектронная эмиссия имеет особенно широкое применение в электронных приборах. С повышением температуры энергия электронов проводимости в проводнике или полупроводнике растет (см. рис. 3-2) и может оказаться достаточной для совершения работы выхода. Если вылетевшие электроны не отводятся от эмиттирующей поверхности ускоряющим полем, то около нее образуется скопление электронов («электронное облачко»). В нем скорости электронов различны и некоторой средней скоростью обладает наибольшее количество электронов (рис. 3-6). Средняя скорость обычно составляет десятые доли вольта (например, 0,46 *в* при эмиссии вольфрама, нагретого до 2 700° К).

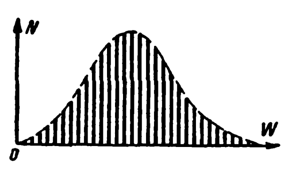


Рис. 3-6. Распределение количества эмиттированных электронов по величинам их энергии.

Электронное облачко находится в динамическом равновесии. Новые электроны вылетают из нагретого тела, а ранее вылетевшие падают обратно. Явление термоэлектронной эмиссии напоминает испарение жидкости в замкнутом сосуде. Над такой жидкостью находится насыщенный пар. В нем скорости молекул различны, и некоторой средней скоростью обладает наибольшее количество молекул. Насыщенный пар находится в динамическом равновесии: одни молекулы возвращаются в жидкость, а другие, получившие при нагреве достаточную энергию, вылетают из жидкости.

Сходство между термоэлектронной эмиссией и испарением облегчило установление законов этой эмиссии. Многие ученые (Ричардсон,

Дешмэн и др.) предложили формулы для расчета удельной термоэлектронной эмиссии в зависимости от температуры и вещества эмиттера.

Удельной электронной эмиссией j_e *называется ток эмиссии, получаемый с одного квадратного сантиметра поверхности, если все эмиттированные электроны удаляются внешним полем.* В этом случае j_e представляет собой плотность эмиссионного тока. Иначе говоря, удельная эмиссия характеризует число электронов, испускаемых каждую секунду с поверхности в 1 *см*², и выражается в амперах на квадратный сантиметр(*а/см*²). Если же внешнего поля нет, все электроны возвращаются обратно и плотность тока равна нулю. Возможны также случаи, когда возвращается часть электронов и плотность эмиссионного тока меньше удельной эмиссии. Ток эмиссии I_e, создаваемый всей поверхностью катода $Q_к$,

$$I_e = j_e Q_к. \quad (3\text{-}2)$$

Зависимость j_e от T для вольфрама наглядно изображается графиком на рис. 3-7. Как видно, при температурах ниже 2 000° К эмиссии практически нет, а при нормальной рабочей температуре вольфрамового катода 2 500—2 600° К даже небольшое повышение температуры вызывает резкое возрастание эмиссии.

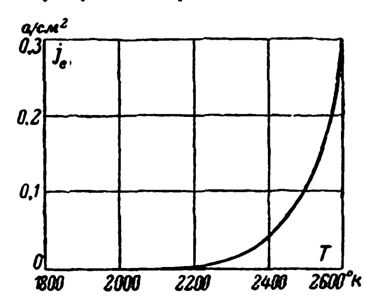


Рис. 3-7. Зависимость удельной термоэлектронной эмиссии вольфрама от температуры.

Катоды, дающие термоэлектронную эмиссию, подробно рассматриваются в гл. 4.

3-4. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

Эту эмиссию иногда называют холодной или автоэлектронной, что неудачно, так как все виды эмиссии, кроме термоэлектронной, можно причислить к «холодным». А термин «автоэлектронная эмиссия» может навести на неправильную мысль, что электроны испускаются автоматически, самопроизвольно.

Выход электронов из металлов происходит с помощью сильных электрических полей с напряженностью не менее 10^5—10^6 *в/см*. Внешнее поле понижает потенциальный барьер около поверхности металла. На рис. 3-8 кривая *1* изображает распределение потенциала на границе металл — вакуум при отсутствии внешнего поля, а кривая *2* — изменение потенциала внешнего ускоряющего поля. Кривая результирующего потенциала *3* показывает, что высота потенциального барьера уменьшилась и работа выхода стала меньше. Если поле достаточно сильное, то барьер понижается настолько, что электроны выходят в вакуум при нормальной температуре.

Электростатическая эмиссия сильно возрастает в случае шероховатой поверхности, что объясняется концентрацией поля у микроскопических выступов этой поверхности. При наличии активирующих покрытий электростатическая эмиссия также увеличивается, особенно у оксидных слоев. Помимо уменьшения работы выхода,

свойственного оксидному слою, здесь играют роль проникновение внешнего поля в полупроводниковый оксидный слой и шероховатость поверхности оксида.

В ионных приборах с жидким ртутным катодом электростатическая эмиссия является основным видом эмиссии, обеспечивающим прохождение тока.

В приборах с накаленным активированным (например, оксидным) катодом наблюдается значительное увеличение термоэлектронной эмиссии под влиянием внешнего ускоряющего поля. Такое явление по имени исследовавшего его немецкого ученого называют э ф ф е к т о м Ш о т т к и. В данном случае осуществляется своеобразная комбинация термоэлектронной эмиссии с электростатической. Но это вовсе не простое сложение двух видов эмиссии. Эффект Шоттки наблюдается при сравнительно слабых полях. Если бы катод не был накален, то электростатическая эмиссия совсем отсутствовала бы. А при высокой температуре и наличии внешнего поля, понижающего потенциальный барьер, в вакуум выходят дополнительно многие электроны, которые при отсутствии поля не могли бы выйти.

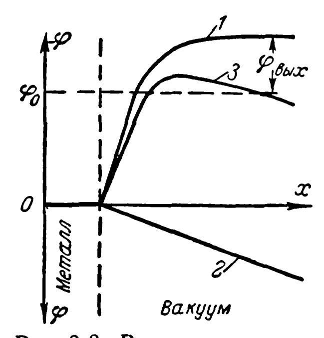


Рис. 3-8. Влияние внешнего ускоряющего поля на потенциальный барьер у поверхности металла.

Следовательно, эффект Шоттки можно рассматривать как электростатическую эмиссию, которая у нагретого эмиттера возникает даже под действием сравнительно слабого ускоряющего поля.

При усилении внешнего поля эффект Шоттки резко возрастает. При кратковременном действии сильного поля из накаленных оксидных и других активированных катодов получается очень большая эмиссия. Такая эмиссия в виде кратковременных импульсов тока применяется в некоторых электронных и ионных приборах.

3-5. ВТОРИЧНАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

Электроны, ударяющиеся о поверхность тела, называются п е р в и ч н ы м и. Эти электроны проникают в поверхностный слой тела и отдают свою энергию электронам данного вещества. Некоторые из них, получив значительную энергию, могут выйти из тела. Такие электроны называются в т о р и ч н ы м и. Вторичная эмиссия обычно возникает при скорости первичных электронов 10—15 *в* и выше. Если скорость первичного электрона достаточно велика, то он может выбить несколько вторичных электронов.

Явление вторичной эмиссии количественно характеризуют к о э ф ф и ц и е н т о м в т о р и ч н о й э м и с с и и σ. Он равен отношению числа вторичных электронов n_2 к числу первичных n_1 или отношению тока вторичных электронов i_2 к току первичных i_1:

$$\sigma = \frac{n_2}{n_1} = \frac{i_2}{i_1}. \qquad (3\text{-}3)$$

Коэффициент σ может быть как меньше, так и больше единицы. Он зависит от вещества тела, структуры его поверхности, скорости первичных электронов, угла их падения и некоторых других факторов.

Для чистых металлов максимальная величина σ бывает в пределах 0,5—1,8. При наличии активирующих покрытий σ доходит до 10 и более.

В специальных электронных приборах для получения интенсивной вторичной эмиссии применяют сплавы из различных металлов, например магния с серебром, алюминия с медью, бериллия с медью и др. У них σ может быть в пределах 2—12 и больше, причем эмиссия более устойчива, нежели у других веществ.

Вторичная эмиссия наблюдается также у полупроводников и диэлектриков. Особенно интересна сверхвысокая вторичная эмиссия из металлов, покрытых тонкой пленкой полупроводника или диэлектрика. В этом случае значение σ доходит до сотен и даже тысяч. Практического использования это явление пока не получило.

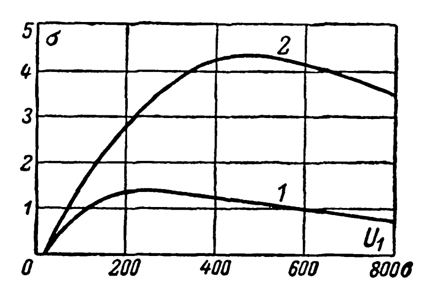


Рис. 3-9. Зависимость коэффициента вторичной эмиссии от скорости первичных электронов.

Следует заметить, что прямой зависимости между коэффициентом вторичной эмиссии и работой выхода нет. Главную роль в явлении вторичной эмиссии играет процесс получения вторичными электронами энергии от первичных электронов и возможность продвижения электронов изнутри к поверхности без значительных потерь энергии. Эти процессы совершаются в глубине поверхностного слоя вещества и зависят от его атомно-молекулярной структуры.

На рис. 3-9 дана зависимость σ от скорости первичных электронов U_1 в вольтах. При малых значениях U_1 вторичной эмиссии нет. Затем она появляется, и σ повышается с ростом U_1, доходя до максимума, после чего он уменьшается. Кривая *1* дана для чистого металла, а кривая *2* — для металла с активирующим покрытием. Максимум вторичной эмиссии достигается обычно при U_1 порядка сотен вольт.

Понижение σ при более высоких U_1 объясняется тем, что первичные электроны в этом случае проникают более глубоко в вещество и передают энергию электронам, находящимся дальше от поверхности. Последние передают полученную энергию другим электронам и не могут дойти до поверхности с энергией, необходимой для выхода. Подобно этому камень, падающий в воду с небольшой скоростью, вызывает сильное разбрызгивание воды; тот же камень при большой скорости падения быстро входит в воду, почти не создавая брызг.

Вторичная эмиссия для чистых металлов почти не зависит от температуры, но для активированных катодов и полупроводников с повышением температуры возрастает. Для полупроводников это объясняется увеличением в них числа электронов проводимости при нагревании.

Ускоряющее электрическое поле увеличивает вторичную эмиссию. В этом случае наблюдается совместное действие вторичной эмиссии и электростатической, подобно взаимодействию термоэлектронной эмиссии и электростатической в эффекте Шоттки. Это явление особенно заметно для катодов с оксидным покрытием. При увеличении угла падения α первичных электронов коэффициент вторичной эмиссии возрастает. Это поясняет рис. 3-10. Первичный электрон *Б*, влетающий под углом α_1, бо́льшим, чем угол падения α первичного электрона *А*, проникает на меньшую глубину ($h_1 < h$) и отдает энергию электронам, которые находятся ближе к поверхности и легче выходят из тела.

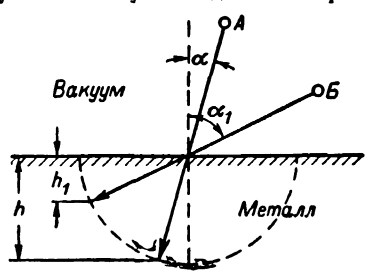


Рис. 3-10. Проникновение в металл первичного электрона при различных углах его падения.

Вторичные электроны вылетают в различных направлениях и с различными скоростями. Если они не отводятся ускоряющим полем, то образуют около поверхности тела электронное облачко. Скорости вторичных электронов значительно выше, нежели у термоэлектронов. На рис. 3-11 показана для некоторого металла диаграмма распределения числа вторичных электронов N по их скоростям U в случае, когда скорость первичных электронов $U_1 = 150$ *в*.

Большинство вторичных электронов вылетает со скоростью от 0 до 50 *в*. Особенно много электронов со скоростями порядка 10 *в*. Число электронов с бо́льшими скоростями невелико. Однако имеется заметное количество вторичных электронов со скоростью, примерно равной скорости первичных электронов. Считают, что это отраженные электроны. Но возможно, что некоторые первичные электроны передают свою энергию полностью вторичным электронам, находящимся на поверхности. Такие электроны могут вылетать без потерь энергии, т. е. со скоростью U_1.

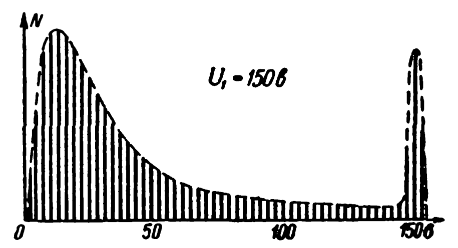


Рис. 3-11. Распределение количества вторичных электронов по величинам их скоростей.

При увеличении скорости первичных электронов возрастает число вторичных электронов с малыми скоростями. Это согласуется с тем, что в данном случае первичные электроны проникают глубже, а вторичные электроны, выходя к поверхности, теряют больше энергии. Для активированных катодов, полупроводников и диэлектриков распределение вторичных электронов по скоростям может отличаться от показанного на рис. 3-11.

Практическое применение вторичной эмиссии много лет затруднялось тем, что она не была достаточно устойчивой. В дальнейшем

были изготовлены устойчиво работающие вторичноэлектронные катоды из сплавов металлов, и стало возможным создание более совершенных электровакуумных приборов со вторичной эмиссией.

3-6. ЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ ПОД УДАРАМИ ТЯЖЕЛЫХ ЧАСТИЦ

Электронная эмиссия этого вида имеет сходство со вторичной эмиссией. В большинстве случаев испускание электронов происходит от бомбардировки тела ионами. Для характеристики такой эмиссии служит коэффициент выбивания электронов δ, равный отношению числа выбитых электронов n_e к числу ударивших за то же время ионов n_i:

$$\delta = \frac{n_e}{n_i}. \qquad (3\text{-}4)$$

Величина δ зависит от вещества бомбардируемого тела и бомбардирующих ионов, энергии ионов, состояния бомбардируемой поверхности, наличия на ней активирующих покрытий, угла падения ионов и других факторов.

Обычно δ значительно меньше единицы, но для полупроводниковых или тонких диэлектрических слоев наблюдались значения $\delta > 1$. Коэффициент δ при увеличении энергии бомбардирующих ионов сначала растет, но затем уменьшается. Наименьшая энергия ионов, необходимая для выбивания электронов, составляет десятки электроновольт. При наличии активирующих покрытий δ возрастает. Скорости большинства выбитых электронов составляют от долей вольта до 1—3 *в*, но встречаются электроны и со скоростями в десятки вольт.

Испускание электронов от ударов ионов является основным видом эмиссии в ионных приборах с тлеющим разрядом, например в стабилитронах, неоновых лампах и т. д. (см. гл. 11), а также встречается в качестве побочного процесса и в других электровакуумных приборах.

3-7. ФЛУКТУАЦИИ ЭЛЕКТРОННОЙ ЭМИССИИ

Электрические токи, получаемые с помощью электронной эмиссии, во многих случаях подвергаются усилению в большое число раз. Усиление производится с помощью электронных приборов, в которых также используется электронная эмиссия. Усиленные токи всегда беспорядочно изменяются на небольшую величину. Оказалось, что такие изменения присущи самой электронной эмиссии.

Беспорядочные (хаотические) изменения электрического тока или напряжения объясняются атомистической природой вещества и электрических зарядов и носят название электрических флуктуаций. При большом усилении каких-либо сигналов и приеме их на телефон или громкоговоритель электрические флуктуации проявляются в виде шороха, шипения, треска.

Флуктуации электронной эмиссии вызываются несколькими явлениями. Число электронов, выходящих с поверхности катода за одинаковые малые промежутки времени, не является строго постоянным. Поэтому эмиссионный ток совершает небольшие беспорядочные

колебания даже при неизменном состоянии эмиттирующей поверхности. Такое явление называется **дробовым эффектом** (иногда шрот-эффектом или шотт-эффектом).

Эмиссионные свойства микроскопических участков поверхности катода подвержены небольшим изменениям. Этот процесс получил название **поверхностного флуктуационного эффекта** (а также мерцания катода или фликкер-эффекта). Поверхностный флуктуационный эффект совершается с низкой (звуковой) частотой, а другие виды флуктуаций эмиссии имеют очень широкий диапазон частот.

Наблюдается еще **тепловой флуктуационный эффект** (иначе джонсон-эффект), который состоит в том, что электроны, вылетевшие из катода, имеют различные тепловые скорости. Таким образом, в электронном облачке около поверхности катода существуют электрические флуктуации за счет беспорядочного теплового движения электронов.

Указанные флуктуационные эффекты наблюдаются у всех видов эмиссии, но не в одинаковой степени. Они сильнее выражены при термоэлектронной эмиссии, а также у активированных катодов. Поверхностный флуктуационный эффект особенно резко проявляется у оксидных катодов.

Флуктуации электронной эмиссии являются вредным процессом, так как они создают помехи при усилении слабых сигналов. Имеется только одно их использование — в шумовых лампах для генерирования беспорядочных колебаний.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

КАТОДЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

4-1. ПАРАМЕТРЫ КАТОДОВ

К катодам, дающим термоэлектронную эмиссию, предъявляют ряд требований.

Прежде всего катод должен давать эмиссию нужной величины при возможно меньшей затрате энергии на накал. Важно, чтобы катод был долговечным, т. е. чтобы срок его службы был достаточно большим. Необходимо также иметь устойчивую (стабильную) эмиссию катода.

Катоды характеризуют некоторыми параметрами. Нам уже известны напряжение накала $U_н$, ток накала $I_н$ и удельная эмиссия j_e, которая у современных катодов в режиме непрерывной работы бывает порядка десятых долей ампера на квадратный сантиметр. Иногда важно знать сопротивление нити накала $R_н$ и мощность накала $P_н$. Эти величины равны:

$$R_н = \frac{U_н}{I_н} \text{ и } P_н = U_н I_н. \qquad (4\text{-}1)$$

Следует помнить, что сопротивление нити в нагретом состоянии значительно больше, нежели в холодном.

Величиной, характеризующей экономичность катода, является эффективность катода H. Она показывает ток эмиссии, приходящийся на 1 *вт* мощности накала:

$$H = \frac{I_e}{P_н}. \qquad (4\text{-}2)$$

Обычно H выражают в миллиамперах на ватт (*ма/вт*). У современных катодов в режиме непрерывной работы H может быть от единиц до сотен миллиампер на ватт.

К параметрам катода относятся также рабочая температура T (в градусах абсолютной шкалы) и долговечность катода t (в часах), называемая иначе нормальным сроком службы. Рабочая температура у разных катодов бывает от 700 до 2 600° К.

Долговечность катода определяется не «перегоранием» нити, а сроком, по истечении которого эмиссия уменьшается на определенную величину, обычно на 10, а иногда на 20%. Таким образом, после нормального срока службы катод может еще работать, но с пониженной эмиссией. Лампы, отслужившие нормальный срок, во многих случаях заменяют. Но эти лампы можно еще с успехом использовать в менее ответственных случаях, например в аппаратуре учебного назначения. Катоды имеют долговечность от сотен до тысяч часов.

Параметры j_e, H, T и t взаимно связаны. При увеличении рабочей температуры повышаются удельная эмиссия и эффективность катода,

но снижается долговечность. Катоды могут работать в разных режимах. Если необходимо получить возможно бо́льшую эмиссию, то нередко устанавливают несколько повышенный накал. Конечно, при этом сокращается долговечность катода. А если требуется возможно бо́льший срок службы катода, то накал иногда делают пониженным. При этом получается проигрыш в эмиссии и эффективности.

4-2. КАТОДЫ ПРЯМОГО НАКАЛА

Они представляют собой проволоку круглого или прямоугольного сечения. Толщина ее бывает от 0,01 *мм* у самых маломощных ламп до 1—2 *мм* у мощных ламп. Короткие катоды делаются прямыми. Более длинные изгибаются в виде ломаной линии. В ионных приборах нередко катод имеет форму соленоида. Мощные катоды этих приборов

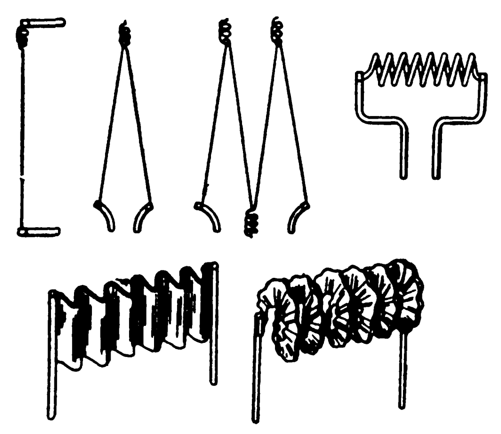


Рис. 4-1. Различные катоды прямого накала.

изготовляются из ленты, изогнутой «гармошкой» или по винтовой линии (на ребро). На рис. 4-1 показаны типичные конструкции катодов прямого накала электронных и ионных приборов.

Достоинствами катодов прямого накала являются простота устройства и возможность их изготовления для самых маломощных ламп в виде тонких нитей на малый ток накала (порядка 10 *ма* и даже меньше). Катоды прямого накала применяются обычно в лампах для сельских радиоприемников, маломощных переносных и передвижных радиостанций, питаемых от сухих батарей или аккумуляторов, так как в этом случае важна экономия энергии источников тока.

Катод в виде тонкой нити после включения накала быстро разогревается (за время менее 1 *сек*), что весьма удобно. Но большим недостатком этих катодов являются паразитные пульсации анодного тока при питании накала переменным током. Если, например, ток накала имеет частоту 50 *гц*, то в анодном токе будут пульсации с частотой 50, 100, 150 *гц* и т. д. Они создают большие помехи, искажая и заглушая полезные сигналы. При слуховом приеме эти пульсации проявляют себя характерным гудением — «фоном переменного тока».

Имеется несколько причин таких вредных пульсаций.

У тонких катодов возникает пульсация температуры, так как масса и теплоемкость этих катодов малы. Когда ток достигает амплитудного значения, температура наивысшая, а при переходе тока через нуль температура наиболее низкая (рис. 4-2). Частота пульсаций температуры равна удвоенной частоте тока накала. С такой же удвоенной частотой пульсируют эмиссия и анодный ток. Для более мощных массивных катодов это явление мало заметно.

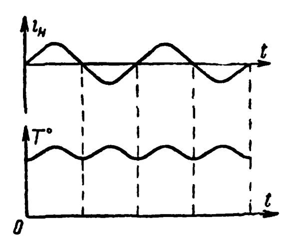


Рис. 4-2. Пульсация температуры катода прямого накала при питании его переменным током.

Второй причиной фона переменного тока является неэквипотенциальность катода. Разные точки катода прямого накала имеют разные потенциалы, и анодное напряжение для этих точек получается различным. Поэтому при питании катода переменным током анодное напряжение пульсирует с частотой тока накала, и возникает пульсация анодного тока.

На схеме рис. 4-3, *а* для примера показан случай, когда напряжение накала равно 5 *в*, а анод имеет относительно точки общего минуса потенциал +100 *в*. Амплитудное значение напряжения накала равно $\sqrt{2}\cdot 5 \approx 7$ *в*. Если потенциал правого конца катода нуль, то на левом конце потенциал будет изменяться от —7 до +7 *в*. Другие точки катода имеют промежуточные потенциалы. Например, у средней точки потенциал ±3,5 *в*. Анодное напряжение постоянно и равно

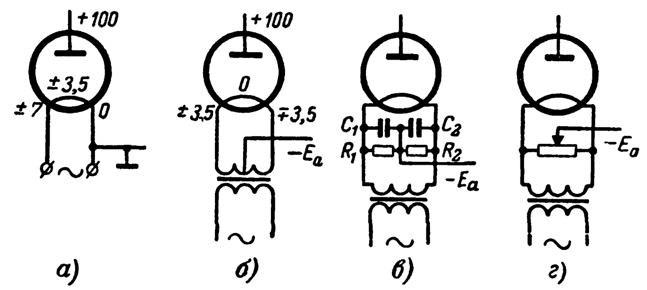


Рис. 4-3. Изменение потенциала различных точек катода прямого накала при питании его переменным током (*а*) и вывод средней точки цепи накала для уменьшения пульсаций анодного тока (*б*, *в* и *г*).

100 *в* только для правого конца катода, а для левого конца оно изменяется на ±7 *в*, т. е. от 93 до 107 *в*. Для других точек катода анодное напряжение также меняется, но с меньшей амплитудой, например для средней точки от 96,5 до 103,5 *в*.

С целью уменьшения пульсаций анодного тока от неэквипотенциальности катода отрицательный полюс анодного источника присоединяют к средней точке обмотки трансформатора накала (рис. 4-3, *б*). В этой схеме потенциал средней точки катода принимают

за нулевой. Тогда у крайних точек потенциалы изменяются в пределах $\pm 3,5$ и $\mp 3,5$ *в*. В противофазе изменяются и анодные напряжения. Если у левого конца катода анодное напряжение уменьшится до $100 - 3,5 = 96,5$ *в*, то для правого оно увеличится до $100 - (-3,5) = 103,5$ *в*. Подобно этому меняются анодные напряжения для любых точек катода, расположенных симметрично относительно средней точки.

Таким образом, если для одной половины катода анодный ток увеличивается, то для другой половины он уменьшается. В результате пульсации анодного тока одной половины катода компенсируются пульсациями анодного тока второй половины. Полной компенсации все же нет, так как из-за нелинейности характеристики лампы увеличение и уменьшение анодного напряжения на одну и ту же величину не дает одинаковых изменений анодного тока. Кроме того, половины катода всегда несколько различны по величине эмиссии.

Если у трансформатора нет средней точки, то ее создают с помощью одинаковых резисторов R_1 и R_2 (рис. 4-3, *в*). Их берут такими, чтобы потребляемый ими ток был много меньше тока накала. Однако R_1 и R_2 не должны быть большими, чтобы на них не терялась значительная часть напряжения анодного источника. Шунтирующие конденсаторы C_1 и C_2 ставятся для пропускания переменной составляющей анодного тока. Для компенсации неодинаковости двух половин катода вместо резисторов R_1 и R_2 применяют потенциометр (рис. 4-3, *г*) и устанавливают его ползунок на минимум фона.

Еще одной причиной фона является магнитное поле тока накала, искривляющее траекторию электронов. При переменном токе магнитное поле также переменно и вызывает пульсацию анодного тока. В мощных лампах с большим током накала это особенно заметно.

Недостатком тонких катодов прямого накала является также микрофонный эффект. Он состоит в том, что анодный ток пульсирует при механических сотрясениях лампы. Внешние толчки создают у катода вибрации. Расстояние между катодом и другими электродами изменяется. Это и приводит к пульсации анодного тока.

Микрофонный эффект при слуховом приеме проявляет себя в виде характерного звона, переходящего иногда в воющий звук. При большом усилении малейшее сотрясение лампы дает это неприятное явление. За счет микрофонного эффекта нередко возникает акустическая генерация. В этом случае звуковые волны от громкоговорителя создают механические колебания лампы и вызывают колебания анодного тока, которые после усиления попадают в громкоговоритель. Возникшие звуковые волны снова воздействуют на лампу. Получается генерирование незатухающих звуковых колебаний, заглушающих полезные сигналы. Для борьбы с микрофонным эффектом ламповые панели укрепляют на резине или на пружинах и подключают мягкими гибкими проводами.

У более мощных ламп с толстыми катодами микрофонный эффект незначителен.

4-3. КАТОДЫ КОСВЕННОГО НАКАЛА

Широкое применение имеют катоды косвенного накала (подогревные). Их предложил в 1921 г. акад. А. А. Чернышев. Обычно катод косвенного накала имеет никелевую трубку с оксидным слоем,

внутрь которой вставлен вольфрамовый подогреватель, свернутый петлей (рис. 4-4, *а*). Для изоляции от катода подогреватель покрывается керамической массой из окиси алюминия, называемой **алундом**. При значительной длине подогреватель изгибают несколько раз или скручивают по винтовой линии.

В некоторых лампах катод сделан в виде невысокого цилиндра с верхним основанием, покрытым оксидом (рис. 4-4, *б*). Внутри цилиндра находится подогреватель с алундовой изоляцией, имеющий форму петли, свернутой спиралью. Эта конструкция напоминает миниатюрную электрическую плитку. Катоды косвенного накала, как правило, оксидные.

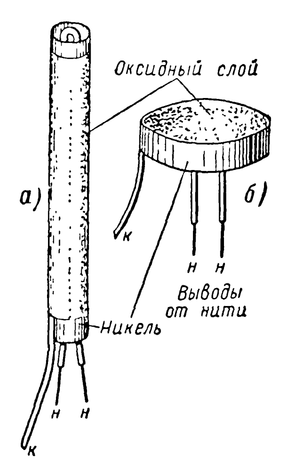


Рис. 4-4. Катоды косвенного накала.

Главным достоинством катодов косвенного накала является почти полное устранение вредных пульсаций при питании переменным током. Колебание температуры практически отсутствует, так как масса, а следовательно, и теплоемкость у этих катодов значительно больше, нежели у катодов прямого накала. Катод косвенного накала обладает большой тепловой инерцией. От момента включения тока накала до полного разогрева катода проходят десятки секунд. Столько же времени нужно и для остывания катода. За время четверти периода питающего тока (0,005 *сек* при частоте 50 *гц*) температура катода не успевает заметно измениться и эмиссия получается постоянной. Примерный график изменения эмиссии при включении и выключении накала показан на рис. 4-5.

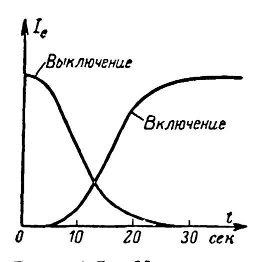


Рис. 4-5. Изменения тока эмиссии при включении и выключении накала у подогревного катода.

Катод косвенного накала является эквипотенциальным. Вдоль него нет падения напряжения от тока накала. Анодное напряжение для всех точек его поверхности одно и то же Оно не пульсирует при колебаниях напряжения накала.

Влияние магнитного поля устранено, потому что токи обеих половин подогревателя направлены в пространстве навстречу друг другу. Создаваемые ими магнитные поля также направлены противоположно и почти полностью компенсируются. Для полной компенсации надо было бы совместить две половинки подогревателя, что невозможно. Практически у поверхности катода магнитное поле весьма слабое и не вызывает заметных пульсаций электронного потока.

Следует заметить, что выступающие из катода концы подогревателя дают небольшую эмиссию. Это может быть причиной слабых пульсаций в анодном токе, поскольку температура и потенциал концов подогревателя меняются. Такая пульсация обнаруживается после большого усиления. Для ее уничтожения на катод подают постоянный отрицательный потенциал относительно подогревателя.

Тогда создается тормозящее поле для электронов, испускаемых подогревателем.

Достоинством катодов косвенного накала является незначительный микрофонный эффект. Масса катода сравнительно велика, и его трудно привести в состояние колебаний.

По сравнению с катодами прямого накала катоды косвенного накала имеют некоторые недостатки.

Они сложнее по конструкции и обладают меньшей эффективностью. Их трудно сконструировать на очень малые токи накала и поэтому они менее пригодны для маломощных экономичных ламп, рассчитанных на питание от батарей.

Большая тепловая инерция создает иногда неудобства. Например, в аппаратуре, которая работает с перерывами и после очередного включения должна сразу же действовать, приходится лампы с катодами косвенного накала держать все время под накалом. Это приводит к лишней затрате энергии и сокращению срока службы ламп. В маломощных радиостанциях с батарейным питанием применение ламп с катодом косвенного накала весьма неудобно. Для экономии энергии источников питания в этом случае надо выключать накал ламп приемника при работе передатчика, и наоборот. Но тогда после включения накала надо ждать десятки секунд, пока разогреются катоды, что значительно замедляет связь.

Необходимо учитывать, что накаленная алундовая изоляция между катодом и подогревателем не выдерживает высоких напряжений. Допустимое напряжение между катодом и подогревателем ($U_{к.п.доп}$) составляет обычно 100 *в* и лишь для некоторых ламп 200—300 *в*. В ряде схем катод и подогреватель имеют весьма различные потенциалы. Если разность этих потенциалов превысит $U_{к.п.доп}$, то может произойти пробой изоляции катод-подогреватель и лампа выйдет из строя. Опасность пробоя, конечно, отпадает, если катод соединен с одним из выводов подогревателя (см. рис. 5-29, *б*), так как тогда $U_{к.п}$ не превышает амплитудного значения напряжения накала.

4-4. ПРОСТЫЕ КАТОДЫ

Простые катоды, т. е. катоды из чистых металлов, делаются почти исключительно из вольфрама (редко из тантала) и имеют прямой накал.

Вольфрам — тугоплавкий металл с температурой плавления около 3 600° К. Рабочая температура вольфрамовых катодов бывает 2 400—2 600° К, что соответствует накалу до светло-желтого или белого цвета. Удельная эмиссия получается 0,2—0,7 *а/см²*, а эффективность — 2—10 *ма/вт*. Меньшие величины соответствуют более низкой температуре. Долговечность этих катодов составляет 500—1 000 *ч*. Она определяется понижением эмиссии за счет уменьшения толщины катода вследствие распыления вольфрама.

Главным достоинством вольфрамового катода является устойчивость его эмиссии. При постоянном накале эмиссия лишь постепенно снижается в течение срока службы катода. А за короткие промежутки времени изменения эмиссии практически отсутствуют. После временного, не очень длительного перекала эмиссия не уменьшается. Конечно, сильный перекал опасен, так как катод может расплавиться («перегореть»).

Длительный перекал значительно сокращает долговечность вольфрамового катода. Увеличение напряжения накала лишь на 5% уменьшает срок службы в 2 раза, понижение накала на 5%, наоборот, дает увеличение срока службы вдвое.

Чтобы срок службы катода не уменьшался, следует поддерживать постоянным напряжение, а не ток накала, т. е. контролировать накал по вольтметру, а не по амперметру. Катод с течением времени становится тоньше, сопротивление его растет, а масса уменьшается. Если ток будет прежним, то возрастет мощность накала ($I_н^2 R_н$) и наступит перекал. Если же постоянно напряжение накала, то при увеличенном сопротивлении мощность накала станет меньше. А это и нужно для того, чтобы катод, ставший более тонким, не перекаливался.

Вольфрамовый катод не разрушается и не снижает эмиссии от ударов ионов. Следует заметить, что даже при высоком вакууме возникают положительные ионы, хотя и в ничтожном количестве. Электрическое поле заставляет их ускоренно лететь к катоду. Чем выше напряжение, тем с большей силой ионы ударяют в катод. Стойкость вольфрамового катода к ионной бомбардировке делает его особенно пригодным для мощных ламп, работающих с высокими анодными напряжениями. Катоды из вольфрама применяются также в специальных электрометрических лампах, в которых важно постоянство эмиссии.

Для ламп с вольфрамовым катодом не требуется геттер, и баллон у них прозрачен. Испаряющиеся частички вольфрама образуют на поверхности баллона слой, поглощающий газы и улучшающий вакуум [1].

Основной недостаток вольфрамового катода — низкая эффективность. Из всех катодов он наименее экономичен. Эмиссия у него сравнительно мала. Зато вследствие высокой температуры интенсивно излучаются тепловые и световые лучи, на что бесполезно расходуется почти вся мощность накала. Именно это послужило толчком к созданию более экономичных сложных катодов.

4-5. СЛОЖНЫЕ (АКТИВИРОВАННЫЕ) КАТОДЫ

Из гл. 3 известно, что активирующие слои на чистых металлах уменьшают работу выхода и позволяют получать большую эмиссию при сравнительно невысоких температурах.

Главным достоинством сложных катодов является их экономичность. Они обладают эффективностью до десятков и даже сотен миллиампер на ватт. Удельная эмиссия у них такого же порядка, как у вольфрамовых катодов (0,1—1,5 *а/см*²). Рабочая температура у наиболее экономичных катодов 700—900° К. Долговечность доходит до тысяч часов. К концу этого срока происходит понижение эмиссии от частичного испарения активирующих примесей. Некоторые типы сложных катодов дают сверхвысокую эмиссию в импульсном режиме, т. е. в течение коротких промежутков времени (порядка микросекунд), разделенных друг от друга значительно более длительными паузами.

Основным недостатком сложных катодов является невысокая устойчивость эмиссии. Эти катоды снижают эмиссионную способность

[1] Слой вольфрама в виде потемнения стекла заметен у поработавших некоторое время ламп (в том числе у осветительных).

при временном перекале, что объясняется испарением активирующих веществ при повышенной температуре. В зависимости от длительности перекала возможна полная или частичная потеря эмиссии. Эмиссия сложных катодов всегда совершает некоторые беспорядочные изменения. Они наблюдаются и у вольфрамового катода, но в ничтожной степени. Сложные катоды теряют также эмиссию от ионной бомбардировки. Для уменьшения возможности ионизации в лампах со сложными катодами важно поддерживать очень высокий вакуум. Это достигается применением геттера, который покрывает часть внутренней поверхности баллона зеркальным или темным слоем.

Рассмотрим сложные катоды различных видов. Они могут быть пленочные и полупроводниковые. К пленочным относятся торированные и карбидированные катоды.

Торированные катоды. Вольфрамовые нити с одноатомной пленкой тория на поверхности были первыми сложными катодами. Они работают при температуре 1 800—1 900° K (цвет накала желтый). Эффективность у них 30—50 *ма/вт*. Удельная эмиссия и долговечность такого же порядка, как у вольфрамовых катодов. Торированные катоды теряют эмиссию от ионной бомбардировки и даже от небольшого перекала пленка тория легко испаряется. При нормальном накале атомы тория также испаряются, но медленнее и на их место приходят атомы тория из внутренних частей катода. Неустойчивость торированных катодов заставила перейти к другим типам сложных катодов.

Недавно обнаружили, что торированный катод может давать высокую эмиссию в импульсном режиме. Удалось также улучшить устойчивость эмиссии этого катода и его стали применять в импульсных лампах.

Карбидированные катоды. Они представляют собой улучшенные торированные катоды, содержащие углерод. Последний, соединяясь с вольфрамом, образует на поверхности катода слой карбида вольфрама. Одноатомная пленка тория на этом слое не так легко испаряется. Карбидированные катоды работают при температуре 1 900—2 000° K и имеют $j_e = 0,7 \div 1,5$ *а/см*^{2}, $H = 50 \div 70$ *ма/вт*. Активный слой этих катодов труднее разрушить ионной бомбардировкой. Поэтому их применяют в лампах, работающих при анодных напряжениях до 8 *кв*.

Недостатками карбидированных катодов являются пониженные долговечность и механическая прочность. Добавление углерода делает металл более хрупким. Вследствие этого карбидированные катоды нельзя делать очень тонкими. Карбидированные катоды используются в некоторых генераторных лампах средней и большой мощности.

Оксидные катоды. Эти катоды относятся к полупроводниковым и являются наиболее распространенными. В них на основание из никеля (реже — из вольфрама) наносится оксидный слой в виде смеси окислов щелочноземельных металлов бария, кальция, стронция и др. Этот слой белого или серовато-белого цвета является полупроводником и хорошо виден на металле катода.

Теория работы оксидного катода весьма сложна. Хотя ей посвящены труды многих ученых, но некоторые особенности оксидного катода еще не имеют вполне удовлетворительного объяснения.

Главную роль в эмиссии оксидного катода играют окись бария и металлический барий, а окиси других металлов добавляются для повышения прочности. На поверхности оксидного слоя образуется

одноатомная пленка бария, которая уменьшает работу выхода. Рабочая температура оксидного катода 1 100—1 500° К (цвет накала темно-красный или красный). При этом эффективность получается 50—100 *ма/вт*. Удельная эмиссия составляет 0,15—0,5 $а/см^2$. Срок службы доходит до тысяч часов.

При нормальной работе испарение атомов бария с поверхности восполняется атомами, приходящими из глубины оксидного слоя. Перекал катода вызывает усиленное испарение бария и потерю эмиссии.

Оксидный слой имеет значительное сопротивление и поэтому получает большой дополнительный нагрев от анодного тока. Кроме того, оксидный катод может давать значительную электростатическую эмиссию. Это объясняется тем, что внешнее ускоряющее электрическое поле может проникать в глубину оксидного слоя. Однако чрезмерного роста анодного тока допускать нельзя, так как произойдет либо перегрев катода анодным током и потеря эмиссии, либо перегрев анода. При очень большом анодном токе в отдельных местах на поверхности катода возникают очаги перегрева в виде ярко светящихся точек. В них происходит интенсивное испарение оксида, сопровождающееся иногда вылетанием раскаленных частичек (искрение катода). Это явление тем сильнее, чем больше анодный ток и чем выше анодное напряжение.

Оксидный катод подвержен разрушению от ионной бомбардировки, что ограничивает его применение при более высоких анодных напряжениях.

Для оксидного катода опасен не только перекал, но и недокал, при котором могут возникнуть очаги перегрева. Катод прямого накала при этом нередко «перегорает», так как вблизи одного из очагов перегрева основной металл катода плавится. Получается парадоксальный факт: катод перегорает от недокала!

Описанное явление объясняется следующими особенностями оксидного катода:

1. У оксидного слоя, как и у всех полупроводников, при повышении температуры сопротивление уменьшается.

2. Вследствие большого сопротивления оксидного слоя его нагрев значительным анодным током соизмерим с нагревом от тока накала.

3. Различные участки оксидного слоя неодинаковы по толщине, сопротивлению и эмиссионной способности.

Общий анодный ток распределяется так, что в участки оксидного слоя с меньшим сопротивлением и большей эмиссионной способностью идут бóльшие доли тока. В этих участках получается усиленный нагрев, уменьшение сопротивления, увеличение эмиссии и дальнейшее возрастание тока. Рассмотренное явление наблюдается при недокале только при большом анодном токе, когда нагрев от тока накала уменьшается, а роль нагрева оксидного слоя анодным током возрастает. Как было указано, очаги перегрева возникают и при нормальном накале, если анодный ток чрезмерно велик, так как в этом случае возрастает роль нагрева оксида анодным током. Возникновению очагов перегрева также способствует ионная бомбардировка катода.

Очаги перегрева создаются при недокале не всегда. Но поскольку есть опасность их возникновения, то не следует допускать недокал в лампах с оксидным катодом, особенно при значительном анодном токе.

При нормальном режиме накала и без перегрузки анодным током оксидный катод работает хорошо и обладает большой долговечностью. Его широко используют в приемно-усилительных и генераторных лампах малой и средней мощности, в газотронах и тиратронах, в электроннолучевых трубках и многих других приборах. Он получил также широкое применение в лампах для импульсной работы.

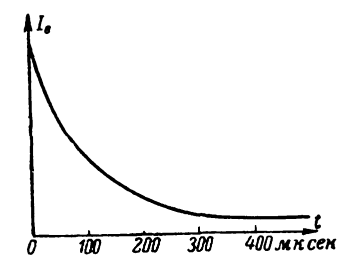


Рис. 4-6. Зависимость эмиссии оксидного катода от длительности импульса анодного тока.

В течение коротких промежутков времени, порядка единиц или десятков микросекунд, эмиссия оксидного катода может быть во много раз большей, нежели в режиме непрерывной работы. Такая большая эмиссия получается под действием сильного внешнего электрического поля. Иначе говоря, импульсная эмиссия представляет собой сочетание электростатической эмиссии с термоэлектронной. Электрическое поле, действуя в течение малого промежутка времени, вырывает из оксидного слоя большое количество электронов. Накал катода способствует такой сверхвысокой эмиссии.

Однако с течением времени величина эмиссии уменьшается (рис. 4-6). Говорят, не совсем удачно, что кратковременная высокая эмиссия «отравляет» оксидный катод[1]. «Отравление» проходит, если катод «отдохнет» достаточное время. Тогда он восстанавливает свою эмиссионную способность и может снова дать на короткое время очень большую эмиссию. Для объяснения отравления оксидного катода существует несколько теорий. Наиболее вероятно, что вырывание большого количества электронов из оксидного слоя резко уменьшает его проводимость. Чтобы в этом слое снова появилось достаточное количество электронов проводимости, необходимо некоторое время.

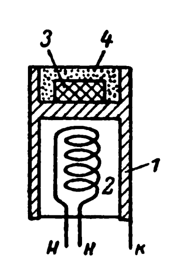


Рис. 4-7. Устройство бариево-вольфрамового катода.

1 — молибденовый цилиндр; *2* — подогреватель; *3* — полость с эмиттирующим веществом; *4* — пористый вольфрам.

Импульсы эмиссионного тока обычно имеют длительность не более 10—20 *мксек*, а паузы между ними, в течение которых катод «отдыхает», составляют сотни микросекунд.

Оксидный катод в импульсном режиме имеет удельную эмиссию 5—50 *а/см²* и более и эффективность 10^3 — 10^4 *ма/вт*. Импульсы анодного тока могут быть порядка единиц и даже десятков ампер. Чем меньше длительность импульсов, тем больший возможен ток.

Новейшие типы сложных катодов. Разработка более совершенных катодов непрерывно продолжается. В последнее время применяются катоды новых типов: **бариево-вольфрамовые**, **ториево-оксидные** и ряд других.

[1] Правильнее говорить об «истощении» или «утомлении» катода.

Бариево-вольфрамовые катоды, или *L*-катоды, делаются косвенного накала и имеют устройство, показанное схематически на рис. 4-7. В них на поверхности пористого вольфрама создается активирующая пленка бария и стронция. Пленка, испаряясь, пополняется за счет диффузии сквозь вольфрам атомов бария и стронция из таблетки окислов этих металлов. Такие катоды работают при температурах 1 100—1 600° К и имеют $j_e = 1 \div 10$ *а/см*², $H = 10^2 \div 10^3$ *ма/вт*. Они дают в импульсном режиме удельную эмиссию до 300 *а/см*² и применяются в ионных приборах и триодах для сверхвысоких частот. Их преимуществом является стойкость при электронной и ионной бомбардировке.

Ториево-оксидные катоды применяются в генераторных лампах и имеют слой окиси тория на вольфрамовом или танталовом основании. По другому способу их делают путем спрессования (спекания) порошка окиси тория вместе с подогревающей проволокой. Эти катоды работают при температурах 1 700—1 900° К и в непрерывном режиме имеют $H = 300 \div 2\,000$ *ма/вт*. В импульсном режиме они дают удельную эмиссию до 30—50 *а/см*².

ГЛАВА ПЯТАЯ

ДИОДЫ

5-1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ДИОДЕ

Рассмотрим диод с плоскими электродами (рис. 5-1). Анодное напряжение создает в пространстве между анодом и катодом электрическое поле. Если катод не дает электронной эмиссии или испускает ничтожно малое количество электронов, то поле будет однородным. Законы движения электронов в таком поле были изучены в гл. 2. При нормальной работе катод испускает большое количество электронов, которые заполняют пространство между анодом и катодом. Наибольшее количество электронов, т. е. более плотный объемный заряд, находится вблизи катода. Говорят, что около катода образуется электронное облачко (рис. 5-1).

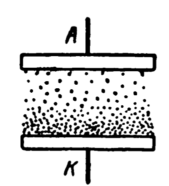


Рис. 5-1. Объемный электронный заряд в диоде.

Электроны, находящиеся в пространстве анод — катод, создают отрицательный о б ъ е м н ы й (пространственный) заряд, препятствующий движению электронов от катода к аноду. На каждый электрон, вылетевший из катода, действуют две силы. Ускоряющее поле, созданное положительным анодным напряжением, стремится двигать электрон к аноду. Этому противодействует тормозящее поле объемного заряда, которое стремится остановить электрон и вернуть его на катод. Иначе говоря, электрон, находящийся вблизи катода, отталкивается обратно на катод всеми электронами, которые вылетели ранее и находятся дальше от катода.

Вследствие образования объемного заряда электрическое поле между анодом и катодом является неоднородным. Оно получено от сложения однородного ускоряющего поля, созданного положительным напряжением анода, и тормозящего поля объемного заряда.

В зависимости от характера этого результирующего поля возможны два основных режима работы диода. Если поле на всем протяжении от катода до анода — ускоряющее, то любой электрон, вылетевший из катода, под действием поля ускоренно движется на анод. Ни один электрон не возвращается на катод. Анодный ток в этом случае будет наибольшим, равным току эмиссии:

$$i_а = I_e. \tag{5-1}$$

Режим, при котором используется вся эмиссия катода, называется р е ж и м о м н а с ы щ е н и я. Анодный ток, равный I_e, называют т о к о м н а с ы щ е н и я I_s. Анодное напряжение, при котором получается данный режим, называют н а п р я ж е н и е м н а с ы щ е н и я U_s.

Однако основным режимом для электронных ламп является **режим объемного заряда**[1]. В этом режиме вблизи катода результирующее поле является тормозящим. Так как электроны вылетают из катода с различными начальными скоростями, то некоторые из них, имеющие малые скорости, не могут преодолеть это тормозящее поле, останавливаются и возвращаются на катод. Остальные электроны, имеющие достаточную начальную скорость, двигаясь в тормозящем поле, не теряют полностью свою энергию. Пройдя тормозящее поле, они попадают далее в ускоряющее поле и летят к аноду.

Следовательно, в режиме объемного заряда часть эмиттированных электронов возвращается на катод. Анодный ток получается меньше тока эмиссии:

$$i_а < I_e. \tag{5-2}$$

Название «режим объемного заряда» не очень удачно; его не следует понимать в том смысле, что объемный заряд существует только в данном режиме. В режиме насыщения объемный заряд также существует, но он недостаточен для создания вблизи катода тормозящего поля.

Наглядное представление об электронных процессах в диоде дают потенциальные диаграммы, показывающие распределение потенциала в пространстве анод — катод. На них по горизонтальной оси откладывают расстояние, отсчитываемое от катода, а по вертикальной — потенциал, причем положительные его значения принято откладывать вниз от начала координат. Как всегда, потенциал катода принимается за нулевой.

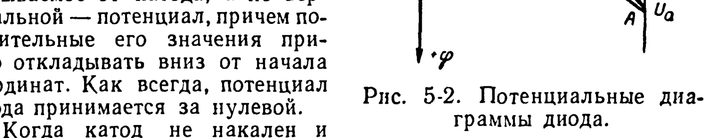


Рис. 5-2. Потенциальные диаграммы диода.

Когда катод не накален и эмиссии нет, то объемный заряд отсутствует и поле однородно. Потенциал от катода к аноду растет по линейному закону, т. е. пропорционально расстоянию от данной точки до катода (прямая линия *1* на рис. 5-2).

Если же катод накален и дает эмиссию, то существует объемный заряд и он создает во всех точках пространства некоторый отрицательный потенциал. Потенциалы всех точек понизятся, за исключением потенциалов катода и анода. Они останутся прежними, так как анодное напряжение задается внешним источником. Линия распределения потенциала прогнется вверх (кривая *2*). Когда объемный заряд небольшой, то во всех точках потенциал остается положительным (кривая *2* находится ниже горизонтальной оси) и поле будет ускоряющим. Любой электрон, вылетевший из катода, под действием такого поля полетит к аноду. Распределение потенциала по кривой *2* соответствует режиму насыщения.

При увеличении накала катода эмиссия возрастает. Объемный заряд также растет, и поэтому потенциал в различных точках пони-

[1] Более точно его следует называть режимом ограничения анодного тока объемным зарядом.

жается еще больше. Кривая распределения потенциала прогибается сильнее. При достаточно большом объемном заряде отрицательный потенциал вблизи катода будет превышать по абсолютной величине положительный потенциал ускоряющего поля анода. Результирующий потенциал становится отрицательным, что наглядно изображает кривая *3*, которая вблизи катода расположена выше горизонтальной оси.

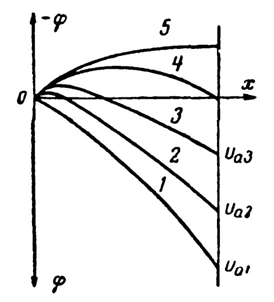


Рис. 5-3. Потенциальные диаграммы диода при постоянном напряжении накала и разных анодных напряжениях.

На некотором расстоянии x_0 от катода отрицательный потенциал достигает наибольшего значения, т. е. потенциал становится минимальным ($\varphi_{мин}$). Обычно x_0 составляет сотые или десятые доли миллиметра, а $\varphi_{мин}$ имеет величину порядка десятых долей вольта. На участке от катода до $\varphi_{мин}$ электрическое поле является тормозящим для электронов. В данном случае около катода образовался потенциальный барьер (или потенциальный минимум), мешающий двигаться к аноду электронам, вылетевшим из катода.

При наличии потенциального барьера на анод попадают только те электроны, у которых начальная скорость, выраженная в вольтах, превышает абсолютное значение $\varphi_{мин}$. Электроны с меньшей начальной скоростью теряют свою энергию, не дойдя до «вершины» потенциального барьера $\varphi_{мин}$ и возвращаются на катод.

Таким образом, кривая *3*, показывающая наличие потенциального барьера, соответствует режиму объемного заряда. Для еще большего накала дана кривая *4*; потенциальный барьер стал выше и его «вершина» отодвинулась от катода.

Все это хорошо иллюстрирует следующая механическая аналогия. Представим себе, что кривые рис. 5-2 изображают рельеф местности. Пусть из точки *К* выкатываются с различными скоростями шарики. Они изображают электроны, вылетающие из катода. Если от точки *К* начинается уклон (рельеф *1* или *2*), все шарики скатываются вниз к точке *А*. Но если рельеф соответствует кривой *3*, то вначале имеется горка и через нее перекатятся только шарики, имеющие достаточную начальную скорость. А шарики с меньшими начальными скоростями остановятся где-то ниже вершины горки и скатятся обратно к точке *К*. Такую механическую аналогию полезно проводить и в других случаях движения электронов в электрическом поле.

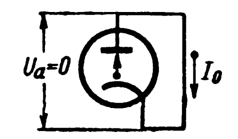


Рис. 5-4. Установление нулевого напряжения анода.

На рис. 5-3 показаны потенциальные диаграммы для диода при различных анодных напряжениях и постоянном напряжении накала. При сравнительно высоком анодном напряжении U_{a1} получается режим насыщения (кривая *1*). Для более низкого напряжения U_{a2} наступает режим объемного заряда (кривая *2*). Кривая *3* для еще меньшего напряжения U_{a3} показывает, что потенциальный барьер стал выше. Случай $U_a = 0$ характеризуется кривой *4*. Для получения $U_a = 0$ надо замкнуть анод с катодом (рис. 5-4). В этом случае

в пространстве анод — катод электроны создают объемный заряд, и получается довольно высокий потенциальный барьер. Электроны, обладающие большими начальными скоростями, преодолевают этот барьер и долетают до анода. Таким образом, при $U_а = 0$ получается небольшой анодный ток, называемый обычно начальным током (I_0).

Следует заметить, что при $U_а = 0$ между рабочими поверхностями анода и катода все же есть некоторая разность потенциалов. Она объясняется наличием контактной разности потенциалов и термо-э. д. с. Катод и анод и их выводы устроены так, что в них имеются контакты разнородных металлов, в которых возникает контактная разность потенциалов порядка десятых долей вольта. А в нагретых контактах, например у катода, возникает термо-э. д. с., однако она невелика. Если контактная разность потенциалов создает на аноде положительный потенциал, то начальный анодный ток I_0 увеличивается. При обратной полярности контактная разность потенциалов действует навстречу начальной скорости электронов и уменьшает I_0. В разных лампах величины и знаки контактной разности потенциалов различны, так как они определяются металлами, образующими контакт.

Кривая *5* на рис. 5-3 соответствует случаю, когда цепь анода разомкнута, т. е. анод ни с чем не соединен, изолирован от остальных частей схемы («свободный анод»). В первый момент после размыкания анодной цепи в схеме по рис. 5-4 анод имеет нулевой потенциал, что соответствует потенциальной диаграмме в виде кривой *4*. Но тогда на анод попадают электроны с большими начальными скоростями. Они остаются на аноде и анод заряжается отрицательно. Правый конец потенциальной диаграммы начнет сдвигаться вверх (кривая *5*), потенциальный барьер станет повышаться и на анод будет попадать все меньше электронов. Когда потенциальный барьер настолько увеличится, что ни один электрон не сможет его преодолеть и попасть на анод, возрастание отрицательного потенциала анода прекратится.

Таким образом, «свободный анод» (или любой «свободный электрод» в лампе) обязательно заряжается отрицательно за счет попадания на него электронов.

Рассмотрение электронных процессов позволяет сделать важный вывод о том, каким образом в диоде осуществляется изменение анодного тока при изменении анодного напряжения в режиме объемного заряда. Сущность этого процесса заключается в изменении высоты потенциального барьера около катода. Если анодное напряжение увеличивается, то потенциальный барьер становится ниже, его преодолевает бо́льшее количество электронов и, следовательно, анодный ток возрастает. При уменьшении анодного напряжения происходит обратное явление: потенциальный барьер повышается, меньшее число электронов может его преодолеть, больше электронов возвращается на катод, т. е. анодный ток уменьшается.

Распределение плотности объемного заряда в пространстве анод—катод можно выяснить из условия, что плотность анодного тока $j_а$ в установившемся режиме постоянна в любом сечении электронного потока и равна произведению плотности объемного заряда ρ на скорость v:

$$j_а = \rho v = \mathrm{const}. \qquad (5\text{-}3)$$

Сущность этой формулы вполне очевидна. Плотность тока тем больше, чем больше число электронов, движущихся в единице объема (оно учитывается величиной ρ), и чем выше их скорость.

Из этой формулы получается:

$$\rho = \frac{j_a}{v}, \qquad (5\text{-}4)$$

т. е. плотность объемного заряда обратно пропорциональна скорости электронов. У анода, где скорость электронов максимальна, объемный заряд имеет наименьшую плотность, а наибольшее значение ρ казалось бы должно получаться в области «вершины» потенциального барьера, где скорость электронов минимальна.

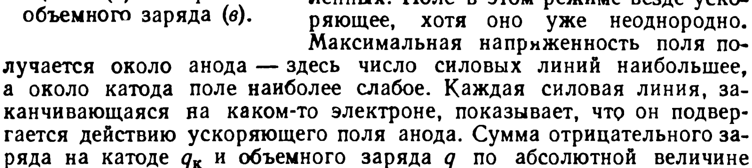


Рис. 5-5. Электрическое поле и объемный заряд в диоде при отсутствии эмиссии (*а*), в режиме насыщения (*б*) и в режиме объемного заряда (*в*).

Но формула (5-4) не учитывает электронов, возвращающихся на катод, так как они не входят в величину j_a. Эти электроны увеличивают объемный заряд, и максимум ρ получается у поверхности катода.

Электрическое поле и объемный заряд в диоде наглядно показаны на рис. 5-5. Если эмиссии электронов нет, то нет объемного заряда, и электрическое поле однородно (рис. 5-5, *а*). Его силовые линии выходят из положительного заряда анода q_a и все доходят до катода, на котором получается отрицательный заряд $q_к$, по абсолютной величине равный q_a.

В режиме насыщения имеется объемный заряд. Тогда от анода на катод проходят не все силовые линии: часть их заканчивается на электронах (рис. 5-5, *б*). Одни силовые линии заканчиваются на электронах, находящихся ближе к аноду, другие — на более удаленных. Поле в этом режиме везде ускоряющее, хотя оно уже неоднородно. Максимальная напряженность поля получается около анода — здесь число силовых линий наибольшее, а около катода поле наиболее слабое. Каждая силовая линия, заканчивающаяся на каком-то электроне, показывает, что он подвергается действию ускоряющего поля анода. Сумма отрицательного заряда на катоде $q_к$ и объемного заряда q по абсолютной величине равна заряду анода:

$$|q_к + q| = q_a. \qquad (5\text{-}5)$$

Режиму объемного заряда соответствует рис. 5-5, *в*. Все силовые линии, выходящие из анода, заканчиваются на электронах части объемного заряда, находящейся в области *II*. В этой области поле ускоряющее, его напряженность максимальна у анода и, уменьшаясь, становится равной нулю на границе областей *I* и *II*, т. е. у вершины потенциального барьера. Объемный заряд q_{II} области *II* по абсолютной величине равен заряду анода q_a.

В области *I* поле тормозит электроны анодного тока. Силовые линии поля идут от катода к электронам объемного заряда области *I*. Этот заряд q_I по абсолютной величине равен положительному заряду на катоде $q_к$.

В любом режиме полный объемный заряд по абсолютной величине равен сумме зарядов анода и катода:

$$|q| = |q_I + q_{II}| = q_к + q_а. \quad (5\text{-}6)$$

Рассмотренная теория работы диода с плоскими электродами справедлива и для диодов с другой формой электродов. В этих диодах только несколько изменяется характер распределения потенциала в пространстве анод—катод. Например, для цилиндрической конструкции электродов, даже при отсутствии объемного заряда, поле неоднородно. Его силовые линии направлены по радиусам (см. рис. 2-4), и поэтому напряженность поля имеет наибольшее значение у катода. Однако ничего принципиально нового в физических процессах не наблюдается.

5-2. ЗАКОН СТЕПЕНИ ТРЕХ ВТОРЫХ ДЛЯ ДИОДА

Для любого электрического прибора важна зависимость между током через прибор и приложенным напряжением. Зная эту зависимость, можно определить ток при заданном напряжении или, наоборот, напряжение, соответствующее заданному току.

Если сопротивление прибора является постоянным, не зависящим от тока или напряжения, то зависимость тока от напряжения выражается законом Ома:

$$i = \frac{u}{R} \text{ или } i = Gu. \quad (5\text{-}7)$$

Широкое применение этого простого и удобного закона общеизвестно. Ток прямо пропорционален напряжению. Коэффициентом пропорциональности является проводимость $G = 1/R$.

График зависимости между током и напряжением называется вольт-амперной характеристикой данного прибора (или просто характеристикой). Для приборов, подчиняющихся закону Ома, характеристикой является прямая линия, проходящая через начало координат (рис. 5-6, *а*). Она представляет собой график прямой пропорциональной, или линейной, зависимости между двумя величинами.

Чем больше сопротивление R, тем меньше проводимость G и тем меньше ток при данном напряжении. Поэтому для бо́льших сопротивлений характеристика идет более полого. Сопротивление R связано с углом наклона α характеристики зависимостью

$$R = \frac{u}{i} = k \operatorname{ctg} \alpha, \quad (5\text{-}8)$$

где k — коэффициент пропорциональности, учитывающий размерность величин, входящих в формулу, и масштаб, в котором они отложены на осях. Иначе можно написать:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{i}{u} = k' \operatorname{tg} \alpha, \quad (5\text{-}9)$$

где $k' = 1/k$. Заметим, что нельзя писать $R = \operatorname{ctg}\alpha$ или $G = \operatorname{tg}\alpha$, так как R и G выражаются в определенных единицах, а $\operatorname{tg}\alpha$ и $\operatorname{ctg}\alpha$ размерности не имеют. Кроме того, в зависимости от масштаба при данном R угол α может быть различным.

Приборы, подчиняющиеся закону Ома и имеющие вольт-амперную характеристику в виде прямой линии, проходящей через начало координат, называются линейными.

Существуют также приборы, у которых сопротивление не является постоянным, а зависит от напряжения или тока. Для таких приборов связь между током и напряжением выражается не законом Ома, а более сложным образом, и вольт-амперная характеристика не является прямой линией, проходящей через начало координат. Эти приборы называются нелинейными.

Примером может служить лампа накаливания, которая при температуре 2 500° К имеет сопротивление, примерно в 11 раз большее, нежели в холодном состоянии. Поэтому зависимость тока от напряжения для такой лампы имеет нелинейный характер (рис. 5-6, *б*). Если бы сопротивление не возрастало с увеличением температуры,

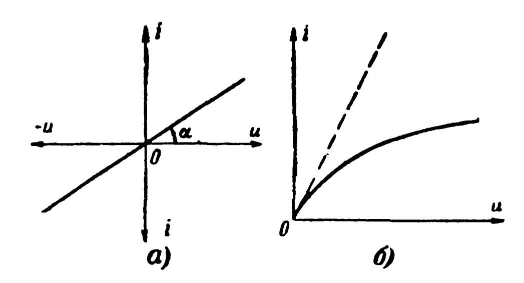


Рис. 5-6. Вольт-амперные характеристики линейного (*а*) и нелинейного (*б*) сопротивлений.

то вольт-амперная характеристика выражалась бы штриховой прямой, показанной на рис. 5-6, *б*.

Для диода, работающего в режиме объемного заряда, анодный ток и анодное напряжение связаны нелинейной зависимостью, которая на основании теоретических расчетов приближенно выражается законом степени трех вторых:

$$i_а = g u_а^{3/2}, \tag{5-10}$$

где коэффициент g зависит от геометрических размеров и формы электродов, а также от выбранных единиц [1].

Как видно, анодный ток пропорционален анодному напряжению в степени $^3/_2$, а не в первой степени, как в законе Ома. Если увеличить, например, анодное напряжение вдвое, то анодный ток возрастает примерно в 2,8 раза (так как $2^{3/2} = \sqrt{2^3} \approx 2{,}8$), т. е. станет на 40% больше, чем должен быть по закону Ома. Таким образом, анодный ток растет быстрее, нежели анодное напряжение.

[1] Коэффициент g не является проводимостью. Его размерность $\left[\frac{а}{в^{3/2}}\right]$, а не $\left[\frac{а}{в}\right]$.

Графически закон трех вторых изображается кривой линией, которая называется **полукубической параболой** (рис. 5-7).

Закон степени трех вторых справедлив для положительных анодных напряжений, меньших напряжения насыщения U_s. Поэтому части полукубической параболы, расположенные в области отрицательных значений u_a и выше точки A, не соответствуют действительному режиму работы диода. Если считать, что при $u_a \geqslant U_s$ в режиме насыщения $I_a = I_s = \text{const}$, то кривая правее точки A должна быть горизонтальной прямой. Вся кривая $OAБ$ носит название **теоретической характеристики диода**.

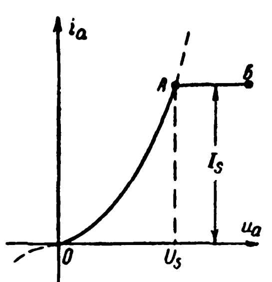


Рис. 5-7. Теоретическая анодная характеристика диода или график закона степени трех вторых (полукубическая парабола).

Строгий вывод закона степени трех вторых проводится методами высшей математики. Однако он в значительной степени обесценивается тем, что в основе его лежат допущения, не соответствующие действительности. В частности, начальная скорость электронов полагается равной нулю, и кривая распределения потенциала принимается такой же, как в режиме насыщеиия, хотя закон степени трех вторых относится только к режиму объемиого заряда.

Приведем некоторые соображения, поясняющие причины нелинейности характеристики диода. Пусть диод работает в режиме объемного заряда и вблизи катода имеется потенциальный барьер. Если увеличить анодное напряжение, например вдвое, то анодный ток в соответствии с законом Ома должен возрасти вдвое. При этом происходит частичное рассасывание электронного облачка около катода. Потенциальный барьер становится ниже, и некоторое количество электронов, ранее возвращавшихся иа катод, будет теперь лететь к аноду. Это создаст добавочный рост анодного тока. В законе трех вторых «лишняя» $^1/_2$ в показателе степени именно учитывает это дополнительное возрастание анодного тока вследствие понижения потенциального барьера.

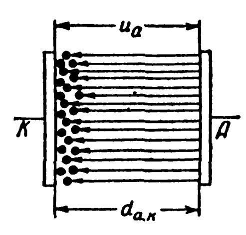


Рис. 5-8. К выводу закона «степени трех вторых».

Элементарный вывод закона степени трех вторых без расшифровки коэффициента g состоит в следующем. Плотность анодного тока выражается формулой (5-3): $j_a = \rho v$, где ρ — плотность объемного заряда и v — скорость движения электродов. Величина ρ здесь учитывает только те электроны, которые летят к аноду, т. е. участвуют в создании анодного тока. С увеличением анодного напряжения число их растет. Действительно, при повышении u_a соответственно растут положительный заряд аиода и число силовых линий, выходящих из этого заряда и заканчивающихся на электронах объемного заряда (рис. 5-8). Следовательно, можно считать, что ρ пропорционально u_a:

$$\rho = k_1 u_a. \qquad (5\text{-}11)$$

Скорость электронов в соответствии с формулой (2-6) пропорциональна корню квадратному из $u_а$:

$$v = k_2\sqrt{u_а}. \qquad (5\text{-}12)$$

Отсюда получаем:

$$i_а = k_1 k_2 u_а \sqrt{u_а} = g u_а^{3/2}, \qquad (5\text{-}13)$$

где $g = k_1 k_2$.

Для тока $i_а$ в коэффициенте g войдет площадь поверхности анода $Q_а$ и расстояние анод—катод $d_{а.к}$.

Более полный вывод дает следующее выражение:

$$i_а = 2{,}33 \cdot 10^{-6} \frac{Q_а}{d^2_{а.к}} u_а^{3/2}. \qquad (5\text{-}14)$$

Именно в таком виде обычно применяют закон степени трех вторых для диодов с плоской конструкцией электродов и с некоторыми поправками в постоянном коэффициенте для диодов с электродами другой формы. В этой формуле ток получается в амперах, если напряжение взято в вольтах. Величины $Q_а$ и $d_{а.к}$ следует брать в любых одинаковых единицах, например в квадратных миллиметрах.

Следует обратить внимание на то, что ток обратно пропорционален квадрату расстояния анод — катод. Уменьшение этого расстояния резко увеличивает анодный ток.

Действительная зависимость между анодным током и анодным напряжением значительно отличается от закона трех вторых, так как этот закон не учитывает ряда явлений, рассмотренных в § 5-4.

Несмотря на свою неточность, закон трех вторых позволяет изучить хотя бы приближенно нелинейный характер зависимости анодного тока от анодного напряжения. Более точные математические выражения этой зависимости оказываются весьма сложными.

5-3. СХЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИОДА

Примерная схема для исследования диода с катодом косвенного накала показана на рис. 5-9. Аналогичная схема может быть и для диода с катодом прямого накала.

Цепь накала питают постоянным или переменным током. Амперметр в цепи накала нужен только для определения параметров катода. Реостат накала $R_н$ должен выдерживать ток накала и иметь такое сопротивление, чтобы можно было подавать напряжение накала примерно в 3 раза ниже нормального. При включении амперметра по схеме рис. 5-9 прибор измеряет сумму тока накала и тока вольтметра. Во многих случаях последним можно пренебречь. Однако если лампа маломощная и используется низкоомный вольтметр, то потребляемый им ток может быть одного порядка с током накала.

Анодная цепь питается от источника постоянного тока. Измерительные приборы анодной цепи обычно магнитоэлектрические и при их включении надо соблюдать полярность (рис. 5-9).

Как уже было сказано, плюсовый зажим вольтметра нельзя присоединять к аноду лампы, так как миллиамперметр будет помимо

анодного тока учитывать и ток вольтметра. Эти токи могут быть одного порядка. Конечно, зная показание вольтметра и его сопротивление, можно вычислить ток вольтметра и вычесть его из показания миллиамперметра, но это неудобно.

Для регулировки анодного напряжения применяют потенциометр, а не реостат. Это позволяет плавно уменьшать анодное напряжение от максимального значения до нуля, не разрывая анодной цепи. Сопротивление потенциометра R бывает порядка тысяч ом. Тогда он потребляет небольшой ток от анодного источника.

В рассматриваемой схеме цепь анодного тока (по движению электронов) такова: от $-E_a$ к катоду, внутри лампы к аноду, затем через миллиамперметр к ползунку потенциометра и через его верхний участок к $+E_a$.

Источник E_a создает еще ток вольтметра $I_в$ и ток потенциометра $I_п$. Все три тока I_a, $I_в$ и $I_п$ протекают через верхний участок потенциометра. А через нижний его участок протекает лишь ток $I_п$. Вследствие этого при перемещении ползунка напряжение изменяется по нелинейному закону. Если напряжение увеличивать от нуля, то сначала оно возрастает медленно, а затем все быстрее. В частности, при установке ползунка на середину потенциометра анодное напряжение будет меньше $^1/_2\, E_a$. Хотя сопротивления участков потенциометра в этом случае равны, ио на верхнем участке падение напряжения больше за счет большего тока.

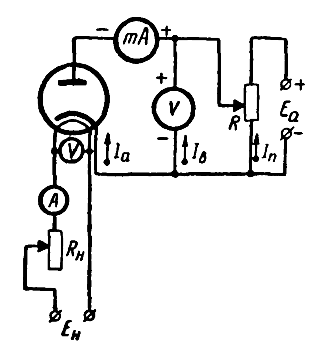


Рис. 5-9. Схема для исследования (снятия характеристик) диода.

Следует также считаться с тем, что в данной схеме при изменении накала иеизбежно изменяется анодное напряжение. Еслн, например, увеличить накал, то возрастет эмиссия катода. Анодный ток станет больше, и увеличится падение напряжения на верхнем участке потенциометра. Соответственно уменьшится падение напряжения на нижнем участке, а оно и является анодным напряжением.

5-4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИОДА

Основной характеристикой диода является анодная характеристика, выражающая зависимость анодного тока от анодного напряжения при постоянном напряжении накала. Ее часто называют просто характеристикой диода.

Действительная характеристика (рис. 5-10), снятая экспериментально, значительно отличается от теоретической, которая повторена штрихом на рис. 5-10. Теоретическая характеристика идет из начала координат, а действительная характеристика имеет небольшой участок в области отрицательных анодных напряжений. Начальная точка A соответствует отрицательному анодному напряжению порядка десятых долей вольта, иногда до -1 *в*. При $u_a = 0$ имеется небольшой начальный анодный ток I_0 (см. § 5-1). В различных диодах точка A больше или меньше смещена относительно начала координат и начальный ток I_0 получается различным.

Начальным током часто пренебрегают и изображают характеристику выходящей из точки *О*. Так показывают характеристику кенотронов, т. е. диодов для выпрямления переменного тока. Но при работе диода с малым анодным напряжением необходимо учитывать начальный анодный ток. Например, в диодах для детектирования в приемниках анодным напряжением является напряжение принятых сигналов, составляющее доли вольта, а иногда 1—2 *в*. Эти диоды работают на небольшом начальном участке характеристики, который принято изображать в соответствующем масштабе.

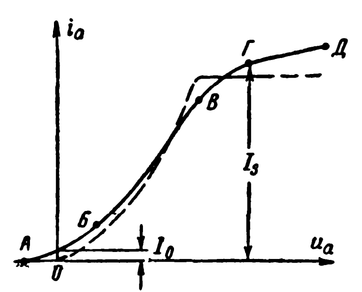


Рис. 5-10. Действительная анодная характеристика диода.

С увеличением накала точка *А* сдвигается влево, так как начальная скорость электронов увеличивается и для прекращения попадания электронов на анод необходимо большее отрицательное анодное напряжение. Для примера на рис. 5-11 даны начальные участки характеристик диода типа 6Х6С для двух различных напряжений накала.

В мощных лампах с катодом прямого накала при малых анодных напряжениях сильно сказывается влияние магнитного поля тока накала. Оно искривляет траектории электронов и часть их возвращает на катод. Точка *А* сдвигается вправо, иногда даже правее начала координат.

Участок характеристики *АБ* (рис. 5-10), называемый **нижним изгибом**, сильно отличается от полукубической параболы и ближе к квадратичной параболе или к графику показательной функции. Это наиболее криволинейный участок характеристики. Его отклонение от закона трех вторых объясняется главным образом начальной скоростью электронов, контактной разностью потенциалов, термо-э. д. с. и магнитным полем тока накала. Значительное влияние на форму характеристики оказывает также неодинаковость температуры в различных точках поверхности катода. Нагрев катода вблизи его креплений меньше, чем в остальных частях, вследствие ухода тепла через крепления. Действующая поверхность катода всегда меньше его полной поверхности, так как охлажденные участки дают малую эмиссию.

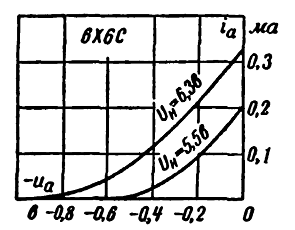


Рис. 5-11. Начальные участки характеристик диода 6Х6С.

На характеристику также сильно влияет неэквипотенциальность катода прямого накала, в результате которой анодное напряжение для различных участков катода неодинаково (см. § 4-2).

Средний участок (*БВ*) характеристики приближенно можно считать линейным. На этом участке все указанные выше причины отклонения действительной характеристики от закона степени трех вторых остаются, но практически следует учитывать только неодинаковость температуры вдоль катода и его не-

эквипотенциальность. Кроме того, начинает сказываться эффект Шоттки.

Эти явления объясняют плавный, а не резкий переход от режима объемного заряда к режиму насыщения, что соответствует участку *ВГ*, называемому **верхним изгибом**. Так как температура разных участков поверхности катода различна, при увеличении анодного напряжения режим насыщения наступит раньше для участков с меньшей температурой, где эмиссия меньше.

В области насыщения (участок *ГД*) при повышении анодного напряжения анодный ток не остается постоянным, а растет. Это объясняется эффектом Шоттки и дополнительным нагревом катода от анодного тока. Рост анодного тока на верхнем изгибе увеличивает нагрев катода и повышает его эмиссию. Поэтому для получения тока насыщения необходимо увеличить анодное напряжение. Ток анода



Рис. 5-12. Характеристики диодов с вольфрамовым и оксидным катодом.

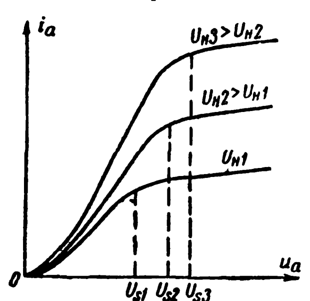


Рис. 5-13. Характеристики диода для различных напряжений накала.

при этом несколько возрастает и опять увеличивает нагрев катода. Эмиссия становится еще больше и для ее полного использования приходится снова повысить анодное напряжение. И опять анодный ток увеличивается, что повышает температуру катода и «отдаляет» наступление режима насыщения.

У вольфрамового катода эффект Шоттки выражен очень слабо и дополнительный нагрев от анодного тока незначителен, так как сопротивление вольфрама невелико, а анодный ток мал по сравнению с током накала. Характеристика диода с вольфрамовым катодом в области насыщения идет почти горизонтально (рис. 5-12).

Зато у оксидных катодов эффект Шоттки выражен сильно и дополнительный нагрев от анодного тока значителен, так как сопротивление оксидного слоя большое и анодный ток соизмерим с током накала. Рост анодного тока в режиме насыщения у оксидного катода настолько велик, что характеристика вообще не имеет верхнего изгиба (рис. 5-12) и переход от режима объемного заряда к режиму насыщения по характеристике обычно установить нельзя (режим насыщения заметен только при недокале оксидного катода).

Характеристики диода при различных напряжениях накала располагаются примерно так, как на рис. 5-13. Для более высоких напряжений накала эмиссия катода возрастает, ток насыщения получается бóльшим и напряжение насыщения также выше. Несов-

падение характеристик на нижнем изгибе и линейном участке объясняется тем, что с повышением накала растет начальная скорость электронов и увеличивается действующая поверхность катода.

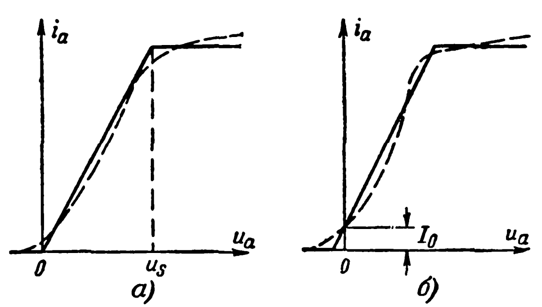


Рис. 5-14. Замена (аппроксимация) реальной характеристики диода ломаной линией.

Для многих приближенных расчетов нередко характеристику диода заменяют ломаной линией, которую называют **идеализированной характеристикой**. Замену реальной характеристики другой кривой, более удобной для расчетов, называют **аппроксимацией**. Характеристику диода можно аппроксимировать различными кривыми. Аппроксимация на рис. 5-14, *а* называется **линейно-ломаной**. Действительная характеристика изображена штрихом, а аппроксимирующая ломаная линия состоит из трех прямых: для $u_а < 0$ — совпадающей с осью абсцисс, для $0 \leq u_а < U_s$ — проходящей с некоторым наклоном через начало координат и для $u_а > U_s$ — параллельной оси абсцисс. Для диода с оксидным катодом третья прямая отсутствует. В качестве примера на рис. 5-15 показаны реальная и идеализированная характеристики кенотрона 5Ц4С.

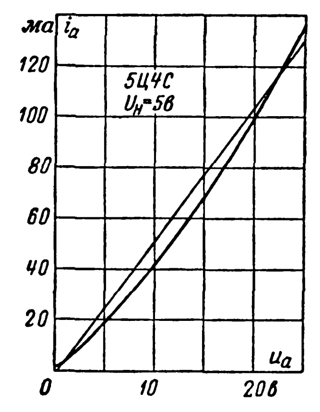


Рис. 5-15. Реальная и идеализированная характеристики кенотрона 5Ц4С.

Линейно-ломаная аппроксимация может применяться, если анодный ток много больше начального тока I_0. Для диода, работающего на начальном участке характеристики, такая аппроксимация не пригодна. Действительно, при $u_а = 0$ анодный ток имеет значение I_0, а по линейно-ломаной характеристике он равен нулю. Если же прямую провести через точку, соответствующую току I_0 (рис. 5-14, *б*), то недопустимые погрешности получатся при определении токов для начального участка характеристики в области отрицательных анодных напряжений.

Представляет также интерес **эмиссионная характеристика** диода, называемая иногда **характеристикой**

катода. Она показывает зависимость тока анода от напряжения накала при $U_а = \text{const}$ (рис. 5-16, *а*). Эмиссионная характеристика начинается от точки *А*, соответствующей 20—50% нормального напряжения накала. При меньших напряжениях накала эмиссии практически нет. С увеличением накала эмиссия растет и возрастает анодный ток. Пока эмиссия не слишком велика (участок *АБ*), поле, созданное анодным напряжением, компенсирует действие объемного заряда и притягивает все электроны к аноду. Поэтому участок *АБ* соответствует режиму насыщения: $i_а = I_e$. При дальнейшем увеличении накала эмиссия возрастает и объемный заряд становится настолько большим, что его тормозящее действие не компенсируется действием ускоряющего поля анода. Вблизи катода образуется потенциальный барьер, и часть электронов возвращается на катод. Ток анода оказывается меньше тока эмиссии, т. е. наступает режим

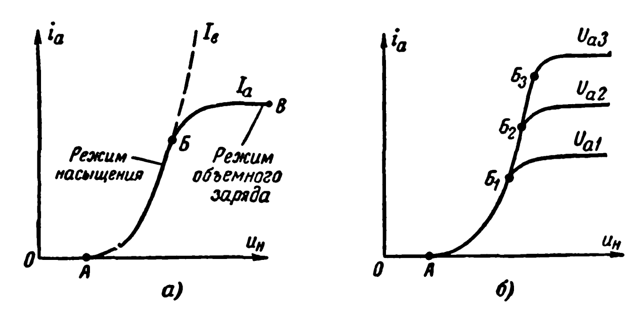


Рис. 5-16. Эмиссионные характеристики диода ($U_{а1} < U_{а2} < U_{а3}$).

объемного заряда (участок *БВ*). Штриховая кривая на рис. 5-16, *а* показывает увеличение эмиссии катода с ростом напряжения накала.

Таким образом, зависимость эмиссии катода от накала отображается только участком *АБ*. Чтобы получить эту зависимость для бóльших напряжений накала, надо увеличить анодное напряжение. Тогда точка *Б* переместится выше. На рис. 5-16, *б* представлены эмиссионные характеристики, снятые при различных напряжениях анода.

5-5. ПАРАМЕТРЫ ДИОДА

Параметрами диодов называются величины, характеризующие свойства диодов и возможности их применения. Некоторые из них нам известны. Это — напряжение накала $U_н$, ток накала $I_н$ и эмиссия катода I_e. Другие параметры рассматриваются ниже.

Крутизна характеристики (S) или, короче, просто *крутизна показывает, как изменяется анодный ток при изменении анодного напряжения на 1 в.*

Если изменение анодного напряжения $\Delta u_а$ вызывает изменение анодного тока $\Delta i_а$, то крутизна равна:

$$S = \frac{\Delta i_а}{\Delta u_а}. \tag{5-15}$$

Крутизну выражают в миллиамперах на вольт (*ма/в*) или амперах на вольт (*а/в*). Например, если крутизна 5 *ма/в*, то изменение анодного напряжения на 1 *в* создает изменение анодного тока на 5 *ма*. *По существу крутизна диода представляет собой проводимость между анодом и катодом для переменной составляющей анодного тока.* Если бы крутизна была равна отношению тока к напряжению, то она являлась бы проводимостью для постоянного тока. Но она определяется через приращения тока и напряжения и поэтому является проводимостью для переменного тока. Так как анодный ток диода не может быть чисто переменным, то в данном случае имеется в виду переменная составляющая пульсирующего анодного тока.

Термин «крутизна» нельзя признать удачным, так как для более сложных ламп параметр с тем же названием имеет иной физический

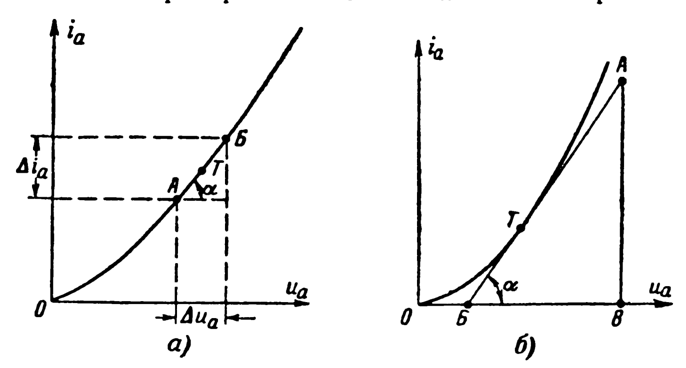


Рис. 5-17. Определение крутизны диода методом двух точек (*а*) и методом касательной (*б*).

смысл. Правильнее для диодов этот параметр называть в н у т р е н н е й п р о в о д и м о с т ь ю и обозначать G_i. Однако название «крутизна» является общепринятым, поскольку геометрический смысл крутизны состоит в том, что она определяет наклон (крутизну) характеристики диода.

Для определения крутизны из характеристики диода (рис. 5-17, *а*) берут приращение анодного напряжения Δu_a на заданном участке *АБ* и соответствующее ему приращение анодного тока Δi_a. Разделив второе на первое, получают крутизну. Такой метод определения параметра можно назвать м е т о д о м д в у х т о ч е к.

В пределах линейной части характеристики крутизна постоянна и пропорциональна тангенсу угла наклона α:

$$S_{АБ} = k \operatorname{tg} \alpha, \qquad (5\text{-}16)$$

где k — коэффициент, имеющий размерность проводимости и учитывающий масштабы тока и напряжения [1].

Если участок *АБ* нелинейный, то найденная методом двух точек крутизна $S_{АБ}$ является с р е д н е й для данного участка. В этом случае неправильно считать, что найденная крутизна относится к точке *А* или *Б*. В действительности средняя крутизна $S_{АБ}$ прибли-

[1] Напомним, что нельзя писать $S = \operatorname{tg} \alpha$.

женно равна крутизне для точки T посредине участка $AБ$: $S_{AБ} \approx S_T$. А так как крутизна от точки A к точке $Б$ возрастает, то $S_A < S_{AБ} < S_Б$.

Итак, для определения крутизны в данной точке T следует взять такой участок $AБ$ характеристики, чтобы точка T была его средней точкой, и найти отношение приращений Δi_a и Δu_a, соответствующих этому участку.

Естественно возникает вопрос: какого размера надо брать участок $AБ$? Если он очень маленький, то получится большая погрешность из-за неточности определения Δi_a и Δu_a, так как длина отрезков, изображающих эти величины, соизмерима с толщиной линий на графике. А чрезмерно большой участок может иметь значительную нелинейность и тогда средняя крутизна S_{AB} будет сильно отличаться от истинной крутизны в точке T. Практически участок $AБ$ следует брать длиной 10—20 *мм*.

Принципиально более точным является метод касательной. По этому методу надо провести через заданную точку T касательную к кривой (рис. 5-17, *б*). Так как крутизна пропорциональна тангенсу угла наклона касательной α, то ее определяют из треугольника $AБB$. Отношение катетов AB и $БB$, взятых в соответствующих масштабах, дает значение крутизны в точке T. Треугольник $AБB$ следует брать не слишком малым. В этом методе некоторую трудность представляет проведение касательной к кривой в данной точке.

Значение крутизны для линейного участка характеристики считают номинальным параметром диода. При переходе на нижний изгиб крутизна уменьшается и приближается к нулю. Если значение крутизны (или другого параметра) дается без дополнительных указаний, то надо считать, что оно относится к линейному участку. Во всех других случаях во избежание недоразумений принято указывать, для какой точки или для какого участка характеристики приводится крутизна. Например, $S = 1{,}5$ *ма/в* при $u_a = 2$ *в*.

Современные диоды обычно имеют крутизну в пределах 1—50 *ма/в*. В маломощных диодах крутизна не превышает единиц миллиампер на вольт, в мощных диодах она больше. В импульсном режиме крутизна может достигать сотен миллиампер на вольт.

Крутизна зависит от конструкции лампы. Чем больше действующая поверхность анода Q_a и чем меньше расстояние анод — катод $d_{а.к}$, тем больше крутизна. Эта зависимость может быть получена из закона степени трех вторых и для диода с плоскими электродами выражается формулой

$$S = 3{,}5 \cdot 10^{-6} \frac{Q_a}{d_{а.к}^2} \sqrt{U_a} \ [a/в]. \qquad (5\text{-}17)$$

Как видно, особенно большое влияние оказывает расстояние анод-катод, так как оно входит в формулу в квадрате. Кроме того, крутизна растет с увеличением анодного напряжения.

Приведенная формула неточна, как и сам закон трех вторых, и не показывает в явном виде что крутизна заметно возрастает с увеличением накала катода (см. рис. 5-13). Эту зависимость можно объяснить тем, что с увеличением накала увеличиваются рабочая поверхность катода и равная ей действующая поверхность анода Q_a, а следовательно, растет и крутизна.

Внутреннее сопротивление (R_i) диода представляет собой сопротивление между анодом и катодом для переменного тока. Иначе его

называют **дифференциальным сопротивлением**. Оно является величиной, обратной крутизне. Чем больше крутизна, тем меньше внутреннее сопротивление, и наоборот:

$$R_i = \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} = \frac{1}{S}. \qquad (5\text{-}18)$$

Обычно R_i бывает порядка сотен, а иногда десятков ом. Меньшие значения R_i соответствуют более мощным лампам, имеющим более высокую крутизну.

Внутреннее сопротивление приблизительно постоянно для линейного участка характеристики. При переходе на нижний изгиб R_i возрастает, стремясь к бесконечно большому значению в начальной точке характеристики. Для верхнего изгиба R_i также увеличивается.

Определение R_i из характеристики аналогично определению крутизны. Наиболее точно R_i для заданной точки T определяется методом касательной (рис. 5-17, *б*). Широко применяется также метод двух точек (рис. 5-17, *а*). Он дает среднее значение R_i для участка характеристики. Если участок имеет сравнительно небольшую нелинейность, то найденное значение R_i можно считать внутренним сопротивлением для точки T посредине данного участка.

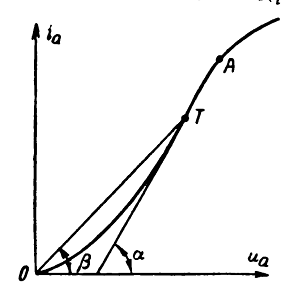


Рис. 5-18. Определение величин R_i и R_0 диода.

Не следует смешивать R_i с внутренним сопротивлением диода для постоянного тока R_0:

$$R_0 = \frac{u_a}{i_a}. \qquad (5\text{-}19)$$

Сопротивление R_0 не принято считать параметром лампы, так как оно непостоянно даже в пределах линейного участка характеристики, что свойственно всем нелинейным приборам. Обычно R_0 несколько больше, чем R_i. Из закона степени трех вторых следует, что $R_0 = \frac{3}{2} R_i$, но практически соотношение между этими сопротивлениями может быть иным. Например, для $u_a = 0$ при наличии начального анодного тока $R_0 = 0$, хотя R_i в этой точке отличается от нуля.

Различие R_i и R_0 наглядно видно из рис. 5-18. Для точки T величина R_i пропорциональна котангенсу угла наклона касательной

$$R_i = k \operatorname{ctg} \alpha, \qquad (5\text{-}20)$$

причем коэффициент k является величиной, обратной коэффициенту, связывающему S и $\operatorname{tg} \alpha$.

Аналогично R_0 пропорционально котангенсу угла наклона прямой, проведенной из начала координат в точку T:

$$R_0 = k \operatorname{ctg} \beta. \qquad (5\text{-}21)$$

Но $\alpha > \beta$, поэтому $\operatorname{ctg}\alpha < \operatorname{ctg}\beta$ и $R_i < R_0$. Из этого же рис. 5-18 видно, что для различных точек линейного участка характеристики угол β различен, т. е. R_0 непостоянно, а угол α постоянен, что соответствует $R_i = \text{const}$. Практически для линейного участка характеристики R_i и R_0 не очень сильно отличаются друг от друга.

Интересно отметить, что если характеристика диода имеет верхний изгиб, то для некоторой точки A на этом изгибе (рис. 5-18) касательная пройдет через начало координат, т. е. $\alpha = \beta$ и $R_i = R_0$. Для участка правее точки A, очевидно, $R_i > R_0$.

Величина R_i тем меньше, чем меньше расстояние анод — катод $d_{а.к}$ и чем больше действующая площадь анода $Q_а$. Теоретическая зависимость между этими величинами может быть получена из закона степени трех вторых.

Предельная мощность потерь на аноде $P_{а.доп}$. Электроны анодного тока имеют значительную кинетическую энергию, которую они теряют при ударе об анод. Происходит электронная «бомбардировка» анода, в результате которой анод нагревается.

Если в секунду на анод попадает N электронов и каждый из них обладает энергией $mv^2/2$, то мощность, отдаваемая электронным потоком на нагрев анода, равна:

$$P_а = N\frac{mv^2}{2}. \tag{5-22}$$

Энергию электроны получают от ускоряющего поля. Пренебрегая их небольшой начальной энергией, можно считать, что $mv^2/2 \approx \approx eU_а$. Тогда

$$P_а = NeU_а. \tag{5-23}$$

Произведение Ne есть количество электричества, попадающее в 1 *сек* на анод, т. е. величина анодного тока $I_а$. Поэтому окончательно

$$P_а = I_а U_а. \tag{5-24}$$

Этого результата следовало ожидать. Мощность $P_а$ является потерянной, так как нагрев анода бесполезен. Принято называвать $P_а$ мощностью потерь на аноде, а также мощностью, рассеиваемой на аноде, или мощностью рассеяния на аноде.

Не следует эту мощность считать параметром лампы, так как она может иметь различные значения в зависимости от анодного напряжения. В частности, если $U_а = 0$, то $P_а = 0$.

Чем больше $P_а$, тем сильнее нагрев анода. Он может накалиться докрасна и даже расплавиться. Для каждой лампы существует важный параметр: предельная мощность потерь на аноде $P_{а.доп}$. Она зависит, главным образом, от размеров, конструкции и материала анода и бывает от долей ватта для маломощных ламп до многих киловатт для мощных ламп.

Для того чтобы при работе лампы анод не перегревался, должно соблюдаться условие

$$P_а \leqslant P_{а.доп}, \tag{5-25}$$

т. е. мощность потерь на аноде должна быть меньше или равна допустимой. Только на короткие промежутки времени можно допустить мощность $P_а$ больше $P_{а.доп}$.

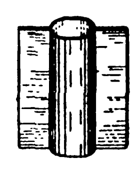
Перегрев анода вызывает нежелательные явления. Возможно выделение газов из анода и, следовательно, ухудшение вакуума. Раскаленный анод испускает тепловые лучи, которые могут дополнительно значительно нагреть катод. От этого испаряются активирующие вещества катода и его эмиссионная способность понижается или совершенно теряется.

Для того чтобы анод допускал рассеивание бо́льшей мощности, принимают меры к его охлаждению. У ламп малой мощности и большинства ламп средней мощности анод имеет лучистое, или

естественное, охлаждение. Тепло отводится лучами, которые испускаются анодом и проходят через стекло баллона. При этом часть энергии лучей поглощается стеклом, которое нагревается. От нагретого баллона тепло уходит в окружающее пространство путем конвекции и за счет лучеиспускания. Если же баллон лампы непрозрачный, например металлический или покрытый слоем геттера, то вся энергия теплового излучения анода сначала передается баллону.

Усиление теплового излучения достигается увеличением поверхности анода. При этом ее делают черной или матовой для лучшего излучения. Часто анод снабжают ребрами для увеличения поверхности охлаждения (рис. 5-19). Для ламп большой мощности применяют принудительное охлаждение проточной водой или воздухом (см. § 7-10).

Материалом для анодов ламп малой и средней мощности служит никель, никелированная сталь и молибден. У ламп большой мощности анод делается из тантала или графита. Эти материалы характеризуются



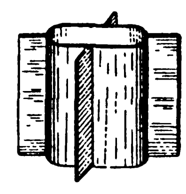


Рис. 5-19. Аноды с ребрами для лучшего охлаждения.

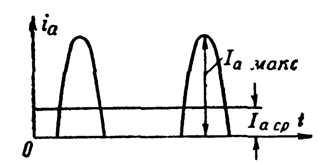


Рис. 5-20. Анодный ток диода, работающего в выпрямителе.

удельной нагрузкой, т. е. максимально допустимой мощностью на 1 $см^2$ поверхности анода.

Допустимый импульс анодного тока. Анодный ток диодов обычно является пульсирующим, т. е. состоит из отдельных импульсов (рис. 5-20). Максимальное значение тока этих импульсов для диодов с вольфрамовым катодом ограничивается величиной тока эмиссии I_e, а для диодов с оксидным катодом — разрушением оксидного слоя.

Для каждого типа диодов характерен **допустимый импульс анодного тока** $I_{а.доп}$. В диодах, предназначенных для импульсной работы, $I_{а.доп}$ весьма велик. Он тем больше, чем меньше длительность импульсов и чем больше длительность пауз между ними.

Допустимый постоянный выпрямленный ток. Пульсирующий анодный ток диодов имеет постоянную составляющую $I_{а.ср}$, т. е. среднее значение (рис. 5-20). Эта величина характеризует полезный эффект работы диода при выпрямлении переменного тока и ее называют постоянным выпрямленным током.

Важным параметром диода является **допустимый постоянный выпрямленный ток** ($I_{а.ср.доп}$). Величина его ограничивается эмиссией катода или допустимой мощностью потерь на аноде, а для активированных катодов — также дополнительным нагревом катода анодным током. Каждому из этих факторов могут соответствовать различные допустимые значения выпрямленного тока. В качестве параметра принимается наименьшее из них. Например, если в некотором диоде эмиссия катода 300 *ма*, допустимая мощность потерь на аноде достигается при токе 360 *ма*, а перегрев катода

получается при анодном токе свыше 250 *ма*, то за величину $I_{а.ср.доп}$ принимают 250 *ма*. Желательно, чтобы значения $I_{а.ср.доп}$, определенные по эмиссии катода и по допустимой нагрузке анода, совпадали. Это соответствует наиболее рациональной конструкции лампы.

У ламп с оксидным катодом эмиссия может быть очень высокой и для них $I_{а.ср.доп}$ определяется перегревом оксидного слоя от анодного тока. В правильно сконструированных лампах при этом достигается и предельная нагрузка анода ($P_а = P_{а.доп}$).

Параметры $I_{а.доп}$ и $I_{а.ср.доп}$ связаны друг с другом. Для диодов, работающих в обычных выпрямителях, как правило $I_{а.ср.доп} \approx \approx \frac{1}{3} I_{а.доп}$. При работе диода импульсами малой длительности со значительными паузами между ними $I_{а.ср.доп}$ во много раз меньше $I_{а.доп}$. Например, кенотрон 5Ц4С, широко применяющийся в обычных выпрямителях, при мощности накала 10 *вт* имеет $I_{а.доп} = 375$ *ма* и $I_{а.ср.доп} = 125$ *ма*. А у кенотрона В1-0,03/13 для импульсной работы при той же мощности накала $I_{а.доп} = 3\,000$ *ма* и $I_{а.ср.доп} = 30$ *ма*.

Допустимое обратное напряжение. При работе диода в выпрямителях анодное напряжение периодически изменяет знак. Когда оно положительно, анодный ток проходит и внутреннее сопротивление диода не превышает сотен ом. Последовательно с диодом всегда включен нагрузочный резистор, сопротивление которого обычно значительно больше, чем внутреннее сопротивление диода. Поэтому падение напряжения на диоде, т. е. его анодное напряжение сравнительно невелико, а бóльшая часть напряжения источника падает на нагрузочном резисторе.

Отрицательное анодное напряжение называют о б р а т н ы м н а п р я ж е н и е м $U_{обр}$. При этом напряжении анодного тока нет. Внутреннее сопротивление диода бесконечно велико и нет падения напряжения на нагрузочном резисторе. Все напряжение источника приложено к диоду.

Важным параметром диода является д о п у с т и м о е о б р а т н о е н а п р я ж е н и е ($U_{обр.доп}$). При работе диода обратное напряжение всегда должно быть меньше допустимого

$$U_{обр} \leqslant U_{обр.доп}. \quad (5\text{-}26)$$

Если $U_{обр}$ больше $U_{обр.доп}$, то возможен пробой изоляции и выход диода из строя. Пробой может произойти между контактными штырьками цоколя лампы или там, где через стекло проходят на небольшом расстоянии друг от друга выводы анода и катода.

В зависимости от конструкции диода $U_{обр.доп}$ бывает различным. У кенотронов небольшой мощности для выпрямителей с постоянным напряжением в сотни вольт $U_{обр.доп} = 500 \div 1\,800$ *в*. Кенотроны для высоковольтных выпрямителей имеют $U_{обр.доп}$ до десятков киловольт. Это достигается тем, что вывод анода делается не на цоколь, а на верх баллона (см. рис. 5-32), т. е. удаляется от вывода катода. У маломощных диодов для детектирования $U_{обр.доп}$ не более 500 *в*.

Не следует думать, что $U_{обр.доп}$ является пробивным напряжением. При испытании диодов на заводе производят пробой нескольких экземпляров ламп и в качестве $U_{обр.доп}$ принимают напряжение более низкое (иногда в 2—3 раза), нежели пробивное. Поэтому при условии $U_{обр} \leqslant U_{обр.доп}$ создается достаточный запас электрической прочности и может гарантироваться надежная работа диода.

Емкость анод — катод. Между анодом и катодом диода имеется емкость ($C_{а.к}$). Она составлена из емкости между электродами и ем-

кости между выводными проводниками и контактами цоколя. Величина $C_{а.к}$ бывает от единиц пикофарад у маломощных диодов до десятков пикофарад у мощных кенотронов. Эта емкость тем больше, чем больше площадь электродов и меньше расстояние между ними, чем длиннее, толще и ближе друг к другу выводные проводники и контакты цоколя. Емкость $C_{а.к}$ можно рассматривать как емкость условного конденсатора, присоединенного параллельно промежутку анод — катод, т. е. внутреннему сопротивлению диода (рис. 5-21). На низких частотах шунтирующее влияние емкости $C_{а.к}$ практически отсутствует, так как ее сопротивление составляет миллионы ом. Но на частотах от десятков мегагерц и выше сопротивление емкости $C_{а.к}$ становится такого же порядка, как внутреннее сопротивление диода, и даже меньше его. Тогда переменный ток сравнительно свободно проходит через эту емкость и выпрямляющее действие диода ухудшается. Например, если диод имеет $R_i = 500$ *ом* и $C_{а.к} = 4$ *пф*, то при частоте 200 *гц* сопротивление емкости равно:

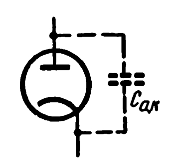


Рис. 5-21. Емкость анод — катод диода.

$$x_C = \frac{1}{\omega C_{а.к}} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 200 \cdot 4} \approx 200 \cdot 10^6 \text{ ом} = 200 \text{ Мом}.$$

Практически через такое большое сопротивление ток не проходит. Зато при $f = 200$ *Мгц* сопротивление x_C станет лишь 200 *ом* и будет сильно шунтировать диод.

Для снижения емкости $C_{а.к}$ уменьшают размеры анода и катода и удаляют друг от друга их выводы. Такие диоды получаются маломощными, т. е. работают при малых анодных токах.

5-6. РАБОТА ДИОДА В РЕЖИМЕ НАГРУЗКИ

В практических схемах в анодную цепь диода включается нагрузочный резистор (рис. 5-22, *а*). Если бы диод обладал линейным сопротивлением, то расчет тока в подобной схеме не представлял бы затруднений, так как общее сопротивление цепи равно сумме внутреннего сопротивления диода постоянному току R_0 и сопротивления нагрузочного резистора. Но диод является нелинейным сопротивлением и величина R_0 у него изменяется при изменении тока. Поэтому расчет тока приходится делать графически. Задача состоит в следующем: известны величины $E_а$, R и характеристика диода, требуется определить анодный ток и анодное напряжение.

Для диода анодный ток и анодное напряжение связаны сложной зависимостью $i_а = f(u_а)$, которая выражена графически. Характеристику диода следует рассматривать как график некоторого уравнения, связывающего величины $i_а$ и $u_а$. А для нагрузочного резистора R подобным уравнением является простой закон Ома:

$$i_а = \frac{u_R}{R} = \frac{E_а - u_а}{R}, \tag{5-27}$$

так как $u_R = E_а - u_а$.

Итак, имеются два уравнения с двумя неизвестными $i_а$ и $u_а$, причем одно из них дано графически. Для решения такой системы уравнений надо построить график второго уравнения и найти точку пересечения двух графиков.

Уравнение для резистора R — это уравнение первой степени относительно i_a и u_a. Его графиком является прямая линия, называемая **линией нагрузки**. Проще всего она строится по точкам ее пересечения с осями координат.

При $i_a = 0$ из уравнения (5-27) получаем: $E_a - u_a = 0$, или $u_a = E_a$, что соответствует точке A на рис. 5-22, *б*. А если $u_a = 0$, то $i_a = E_a/R$. Откладываем этот ток на оси ординат (точка $Б$). Через точки A и $Б$ проводим прямую, которая является линией нагрузки. Координаты точки T дают решение поставленной задачи.

Следует отметить, что все остальные точки прямой $AБ$ не соответствуют каким-либо рабочим режимам диода. Например, точка A соответствует выключенному накалу диода. Тогда анодного тока нет и все напряжение источника E_a приложено к диоду. Точка $Б$ является точкой короткого замыкания анода с катодом, когда $u_a = 0$, и все напряжение E_a приложено к резистору R. В этом случае анодного тока нет, а есть просто ток в резисторе R.

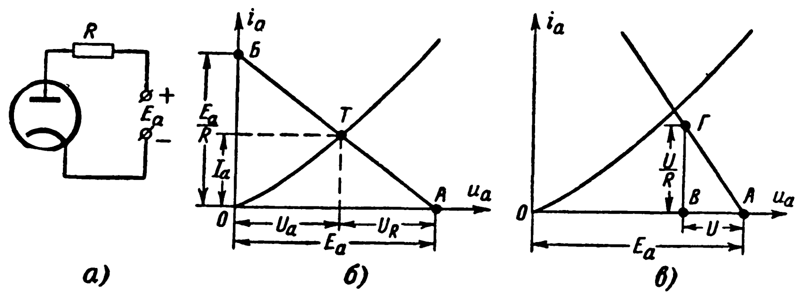


Рис. 5-22. Работа диода с нагрузочным резистором в анодной цепи и построение линии нагрузки.

Можно строить линию нагрузки по углу ее наклона α, поскольку $R = k \operatorname{ctg} \alpha$. Но это менее удобно, так как надо определять коэффициент k с учетом масштабов и находить угол α по его котангенсу.

При построении линии нагрузки для сравнительно малых R точка $Б$ окажется за пределами чертежа. В этом случае следует отложить от точки A влево произвольное напряжение U (рис. 5-22, *в*) и от полученной точки $В$ отложить ток, равный U/R (отрезок $ВГ$). Прямая, проведенная через точки A и $Г$, будет линией нагрузки.

Иногда заданы u_a и i_a (точка T) и сопротивление резистора нагрузки R, а надо определить E_a или, наоборот, при заданном E_a требуется определить сопротивление резистора нагрузки R. Графические построения для всех этих случаев предлагаем сделать читателю самому. Во всех таких построениях следует руководствоваться уравнением (5-27).

5-7. ТИПЫ И КОНСТРУКЦИИ ДИОДОВ

Маломощные диоды для детектирования, как правило, выпускаются с катодами косвенного накала. Они имеют электроды небольшого размера, рассчитаны на малые анодные токи, малую допустимую мощность, выделяемую на аноде, и невысокое обратное напря-

жение. Более мощные диоды (кенотроны) для выпрямления переменного тока электросети выпускаются с катодами как прямого, так и косвенного накала. Широкое применение имеют двойные диоды, т. е. два диода в одном баллоне. Кенотроны такого типа называют двуханодными.

Приемно-усилительные лампы, к которым относятся детекторные диоды и кенотроны небольшой мощности, имеют обозначения из четырех элементов. Первый — округленное до целого числа вольт напряжение накала. Второй — буква, показывающая тип лампы. Одинарные диоды имеют букву Д, двойные диоды — Х, кенотроны — Ц (независимо от числа анодов). Третий — номер, который ставится для ламп различных типов, имеющих остальные элементы обозначения одинаковыми. Четвертый — буква, указывающая конструктивное оформление: С — стеклянная лампа, П — стеклянная миниатюрная лампа («пальчиковая»), Б, А и Р — сверхминиатюрные лампы с диаметром баллона соответственно 10, 6 и 4 *мм*, Ж — стеклянная лампа типа «желудь» специально для УКВ, Д — лампа для сверхвысоких частот с дисковыми или цилиндрическими выводами от электродов, К — лампа с керамическим баллоном, Л — лампа с замковым цоколем, устраняющим возможность выпадания лампы из гнезда при тряске. Отсутствие буквы обозначает металлический баллон. Например, 6Х2П — стеклянный двойной диод пальчиковой серии с напряжением накала 6,3 *в*.

Для мощных кенотронов первый элемент обозначения — буква В, второй — порядковый номер типа прибора, третий — тире, четвертый — дробь, числитель которой показывает максимально допустимый постоянный выпрямленный ток в амперах, а знаменатель — максимально допустимое обратное напряжение в киловольтах.

В последние годы промышленность выпускает лампы повышенной надежности. При их изготовлении приняты специальные меры для повышения механической прочности конструкции лампы, сводящие к минимуму возможность возникновения коротких замыканий между электродами, обрывов, смещений электродов друг относительно друга, нарушений сварок и других повреждений. Разным категориям приемно-усилительных ламп повышенной надежности присваивается в обозначении пятый элемент — дополнительная буква. Лампы повышенной механической прочности и надежности (не менее 98% годности при испытании в течение 500 *ч*) имеют дополнительную букву В, например 6Д6А-В. Специальные лампы с повышенной долговечностью до 10 *тыс. ч* обозначаются буквой Е, например 6Х2П-Е. Буква К ставится у ламп высокой виброустойчивости, а специальные лампы, предназначенные для импульсной работы, обозначаются буквой И. Дополнительная буква не обязательна. Она ставится в случае, если данная лампа повышенной надежности является разновидностью другой лампы с аналогичными электрическими характеристиками.

На рис. 5-23 показаны схематические изображения диодов различных типов. Наиболее прост диод с катодом прямого накала (рис. 5-23, *а*). К таким лампам относятся диоды 2Д2С, 2Д3Б, высоковольтные кенотроны 1Ц1С, 1Ц7С и 1Ц11П, а также большинство мощных кенотронов. У катода косвенного накала вывод делается иногда общим с одним выводом подогревателя (рис. 5-23, *б*). Примерами являются кенотроны 2Ц2С, 3Ц16С, 5Ц12П, 6Ц13П и диоды 6Д8Д и 6Д10Д. С отдельным выводом катода (рис. 5-23, *в*) выпускаются диоды 2Д1С, 6Д3Д, 6Д4Ж, 6Д6А, 6Д13Д.

Двойным диодом с катодом прямого накала (рис. 5-23, *г*) является двуханодный кенотрон 5Ц3С. Схематические изображения на рис. 5-23, *г* и следующих рисунках даны упрощенно. В действительности двойные диоды имеют два подогревателя, соединенных внутри лампы параллельно или последовательно. На рис. 5-23, *д* показан двуханодный кенотрон, имеющий два отдельных катода, вывод от которых сделан общим, соединенным с одним из выводов подогревателя. Так, построены кенотроны 5Ц4С, 5Ц8С, 5Ц9С. Возможен общий отдельный вывод от катодов (рис. 5-23, *е*). Этот вариант встречается в кенотронах 6Ц4П и 6Ц5С.

Наиболее универсальные двойные диоды, например 6Х6С, 6Х2П, 6Х7Б, имеют отдельные самостоятельные выводы от катодов (рис. 5-23, *ж*). У детекторных двойных диодов ставится металлический экран для устранения паразитной емкостной связи между це-

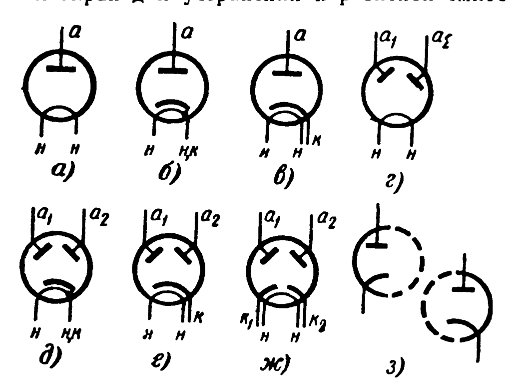


Рис. 5-23. Схематическое изображение диодов различных типов.

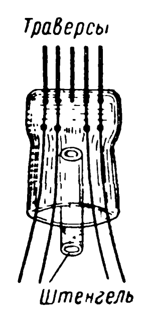


Рис. 5-24. Стеклянная ножка для крепления электродов.

пями обоих диодов. От экрана делается вывод. На упрощенном схематическом изображении экран часто не показывают. Двойные диоды с самостоятельными выводами катодов нередко используются в двух различных частях какой-либо схемы. В таких случаях показывают в соответствующих местах половинки лампы (рис. 5-23, *з*). Это упрощает вычерчивание и чтение схем, так как устраняются длинные многократно пересекающиеся провода. Рассмотренные электрические схемы устройства диодов применяются и в более сложных лампах.

Размеры баллона лампы зависят от ее мощности. В более мощных лампах сильнее тепловое излучение от электродов. Тепловые лучи частично проходят сквозь баллон, если он прозрачный, но часть их энергии поглощается стеклом, которое нагревается. Особенно разогревается непрозрачный баллон, например, покрытый слоем геттера, так как он поглощает всю энергию тепловых лучей. Чтобы температура баллона не стала недопустимо высокой, увеличивают его поверхность.

В лампах с конструкцией более старого типа электроды укрепляются на стеклянной ножке в виде трубки, сплющенной на одном конце (рис. 5-24). В нее впаяны проволочки из металла, имеющего одинаковый температурный коэффициент расширения со стеклом. Такими металлами могут быть платинит (сплав никеля с железом,

покрытый слоем меди и закиси меди), молибден, вольфрам, высокохромистая сталь (феррохром), сплавы никеля с кобальтом и железом, носящие название «фернико» и «ковар». Проволочки, впаянные в стекло, одними концами приварены к более толстым проволокам из никеля, молибдена или вольфрама, которые служат для крепления электродов и называются траверсами (рис. 5-24). Другие концы выводных проволочек приварены к медным проводникам, идущим внутри

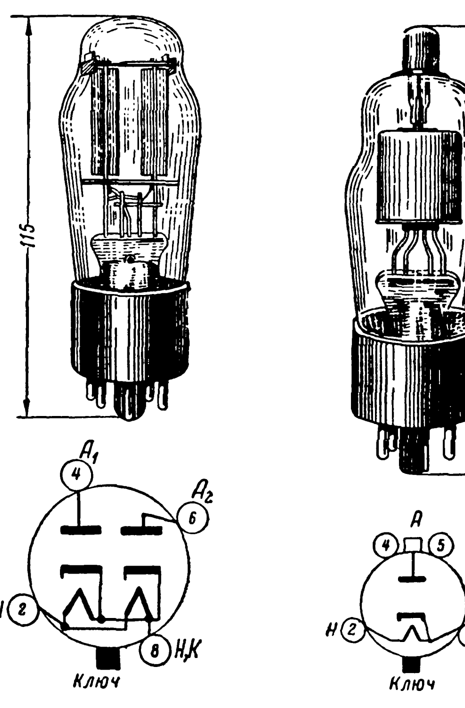


Рис. 5-25. Внешний вид и цоколевка двуханодного кенотрона 5Ц4С.

Рис. 5-26. Внешний вид и цоколевка высоковольтного кенотрона 2Ц2С.

ножки к контактным штырькам цоколя. Через ножку лампы проходит стеклянная трубочка для откачки воздуха (штенгель), которая после откачки запаивается. Иногда откачку производят через «сосок» на баллоне.

Траверсы крепятся выше и ниже электродов в слюдяных пластинках, благодаря чему сохраняется определенное расстояние между электродами. Слюдяные пластинки плотно входят в баллон, обеспечивая неизменное и прочное расположение электродов.

У стеклянных ламп более старого типа применялся цоколь, в котором были несимметрично расположены четыре штырька. Современные стеклянные и металлические лампы имеют восьмиштырь-

ковый (октальный) цоколь. В нем штырьки расположены правильным восьмиугольником, а в центре находится более длинный и толстый направляющий штырек — ключ — из изоляционного материала с выступом, обеспечивающим правильную установку лампы в гнезде. Внутри ключа располагается запаянная часть штенгеля. Для примера на рис. 5-25 показаны цоколевка кенотрона 5Ц4С и его внешний вид. Штырьки принято нумеровать в порядке, указанном на рис. 5-25. Металлический баллон или металлический экран, имеющийся внутри некоторых ламп, соединен обычно с одним из штырьков. У различных ламп электроды соединяются со штырьками в разном порядке. В каждом отдельном случае надо руководствоваться цоколевкой данной лампы, приведенной в справочнике. Некоторые штырьки иногда отсутствуют (например, у 5Ц4С — штырьки 1, 3, 5 и 7).

Кенотроны для выпрямления напряжений не более сотен вольт имеют выводы всех электродов на цоколь. У кенотронов для выпрямления напряжений порядка тысяч вольт нельзя располагать выводы анода и катода близко друг от друга, так как может произойти пробой изоляции между ними. Анод таких кенотронов выводится на верх баллона. Для примера на рис. 5-26 показаны внешний вид и цоколевка высоковольтного кенотрона 2Ц2С.

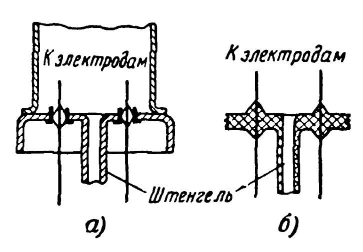


Рис. 5-27. Различные конструкции выводов электродов у металлических ламп.

Металлические лампы по сравнению со стеклянными имеют следующие преимущества: бóльшую прочность и хорошую экранировку от влияния внешних электрических и магнитных полей, так как баллон лампы служит экраном. Недостатком их является худшая теплоотдача, в результате чего баллон сильно нагревается (можно обжечь руку). Кроме того, в этих лампах больше спаев металла со стеклом, через которые иногда в баллон проникает воздух. Баллон металлических ламп изготовляется из стали. К нижней части баллона приваривается стальной диск со штенгелем и отверстиями, в которые вварены втулки из фернико. В них впаяны капли стекла (бусинки) с выводными проводниками и траверсами электродов (рис. 5-27, *а*). Применяется также сплошное стеклянное донышко со стеклянным штенгелем. Оно заштамповывается в кольцо из фернико, которое приваривается к баллону. Траверсы и выводы впаяны в стеклянное донышко (рис. 5-27, *б*).

Для работы на очень высоких частотах (до 300—600 *Мгц*) изготовлялись лампы типа «желудь». Они имеют электроды малого размера для уменьшения междуэлектродной емкости. Расстояние между электродами также сделано малым, чтобы время пролета электронов от катода к аноду было значительно меньше периода колебаний, который на сверхвысоких частотах очень мал. Выводы от электродов в этих лампах сделаны в разные стороны через стекло баллона короткими прямыми проводниками. На рис. 5.28, *а* показан внешний вид диода 6Д4Ж.

Пальчиковые лампы представляют собой миниатюрные стеклянные лампы без цоколя для частот до 200 *Мгц*. В них выводы от электродов сделаны в виде семи или девяти заостренных проводников,

впаянных в утолщенное стеклянное основание лампы, называемое плоской ножкой. Эти проводники служат контактными штырьками. Внешний вид и цоколевка пальчикового двойного диода 6Х2П показаны на рис. 5-28, *б*.

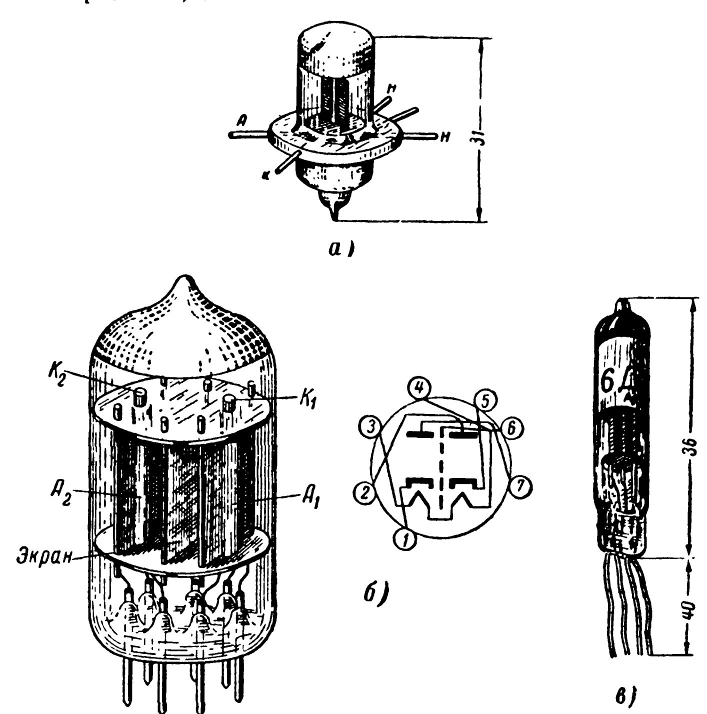


Рис. 5-28. Диод типа «желудь» 6Д4Ж (*а*), пальчиковый двойной диод 6Х2П (*б*) и сверхминиатюрный диод 6Д6А (*в*).

Сверхминиатюрные бесцокольные лампы, например диод 6Д6А (рис. 5-28, *в*), имеют выводы от электродов, сделанные луженым проводом толщиной 0,4 *мм*. Они расположены в ряд вдоль ножки лампы. У одного края ножки находится метка, от которой ведут отсчет расположения выводов.

Рассмотренные принципы устройства и конструктивного оформления диодов остаются в силе и для более сложных ламп.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ТРИОДЫ

6-1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ТРИОДЕ

Катод и анод работают в триоде так же, как в диоде. В режиме объемного заряда около катода образуется электронное облачко и потенциальный барьер. Как и в диоде, величина катодного тока зависит от высоты этого барьера.

Управляющее действие сетки в триоде подобно действию анода в диоде. Если изменять напряжение сетки, то изменяется напряженность поля, создаваемого сеткой. Под влиянием этого изменяется высота потенциального барьера около катода. Следовательно, будет изменяться количество электронов, преодолевающих этот барьер, т. е. величина катодного тока.

Когда напряжение сетки изменяется в положительную сторону, то потенциальный барьер понижается, его преодолевает большее количество эмиттированных электронов, меньше их возвращается на катод и катодный ток возрастает. А при изменении сеточного напряжения в отрицательную сторону потенциальный барьер у катода повышается. Тогда его сможет преодолеть меньшее количество электронов. Увеличится число электронов, возвращающихся на катод, и катодный ток уменьшится.

Сетка не только управляет катодным током, но и существенно изменяет действие анода. Вследствие того, что между проводниками сетки имеются значительные просветы, она довольно свободно пропускает электроны, летящие от катода к аноду. Зато для электрического поля, создаваемого анодным напряжением, сетка является электростатическим экраном, т. е. препятствием. Бóльшая часть ускоряющего поля, созданного положительным зарядом анода, задерживается сеткой; лишь незначительная часть его проникает сквозь сетку и достигает электронного облачка, окружающего катод. Таким образом, сетка экранирует катод от анода и ослабляет действие анода на потенциальный барьер около катода и на электроны, вылетающие из катода [1].

Часто говорят, что сетка «задерживает» или «перехватывает» бóльшую часть силовых линий электрического поля, созданного анодом. Так можно говорить потому, что силовые линии отображают реальные физические свойства электрического поля. Во многих случаях удобно изучать действие поля на электроны с помощью потенциальных диаграмм подобно тому, как это делалось при рассмотрении физических процессов в диоде. В дальнейшем мы будем изображать электрические поля тем или иным способом в зависимости от того, какой удобнее.

---

[1] Следует отметить, что сетка оказывает экранирующее действие только при условии, что сеточная цепь не имеет разрыва, т. е. сетка соединена с катодом.

Чтобы выяснить действие сетки в триоде, надо рассмотреть электрическое поле в нем при разных сеточных напряжениях. Для упрощения картины поля рассмотрим триод с плоскими электродами.

На рис. 6-1 с помощью силовых линий показано электрическое поле в триоде при напряжении сетки, равном нулю. Для получения $u_c = 0$ следует сетку соединить накоротко с катодом. Если же сетка ни с чем не соединена, то она будет иметь отрицательный потенциал за счет электронов, попавших на нее. Из рис. 6-1 видно, что сетка перехватывает бóльшую часть силовых линий, вышедших из положительно заряженного анода. Напряженность поля вблизи катода значительно уменьшается, т. е. действие анода в триоде ослабляется за счет введения сетки.

На рис. 6-1 показано, что силовые линии доходят до поверхности катода, но на самом деле в режиме объемного заряда они заканчиваются на электронном облачке около катода. Для упрощения мы в дальнейшем также не будем изображать это облачко и будем говорить о проникновении поля к катоду, подразумевая, что в действительности поле действует на электронное облачко.

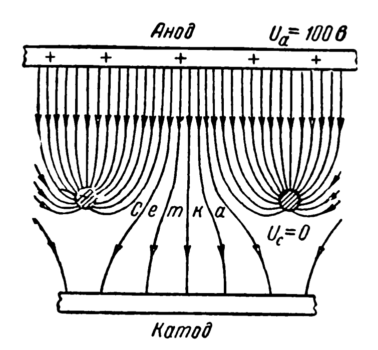


Рис. 6-1. Электрическое поле в триоде при нулевом напряжении сетки.

Чем гуще сетка, т. е. чем больше в ней проводников, чем они толще и чем меньше просветы между ними, тем слабее проникает сквозь сетку поле анода. Экранирующее действие сетки зависит также от ее расположения между катодом и анодом. При некотором среднем положении сетка в наибольшей степени препятствует проникновению поля от анода к катоду.

Таким образом, сетка ослабляет действие анода тем больше, чем она гуще. Если $u_c = 0$, то в триоде для получения такого же анодного тока, как в диоде, необходимо гораздо более высокое анодное напряжение. В диодах нормальные анодные токи получаются при анодных напряжениях порядка единиц или двух-трех десятков вольт. Если же в диод ввести сетку, то при $u_c = 0$ такие же анодные токи получаются при анодных напряжениях в десятки и сотни вольт.

Ослабление действия анода вследствие введения сетки чрезвычайно важно. Именно этим объясняется возможность усиления электрических колебаний с помощью триода. Нередко ошибочно думают, что раз речь идет об усилении, то введение сетки должно увеличивать анодный ток. Но в действительности получается ослабление действия анода и уменьшение анодного тока. Следует ясно представлять себе, что с помощью триода усиливают электрические колебания, а не получают возможно больший постоянный ток. От данного анодного источника ток был бы гораздо бóльшим, если заменить триод диодом. А исключая сам диод, обладающий внутренним сопротивлением, мы получили бы еще больший постоянный ток. Но никакого усиления без триода не может быть.

Особенно важно то, что сетка действует на анодный ток гораздо сильнее, чем анод. Если подать на сетку напряжение, то возникшее

от этого электрическое поле беспрепятственно достигает катода, так как между сеткой и катодом для поля нет препятствий. Чем ближе к катоду сетка, тем больше напряженность поля, создаваемого сеткой около катода, и тем сильнее это поле действует на электронное облачко около катода. Сетка занимает «командное» положение. Сама она действует на электронный поток сильно, а действие анода во много раз ослаблено вследствие того, что сквозь сетку проникает лишь небольшая часть поля анода.

Итак, *сетка действует на электронный поток значительно сильнее, чем анод, потому что она расположена к катоду ближе, чем анод, и является экраном для электрического поля анода.*

Особенно важно последнее обстоятельство. Если сетку расположить около анода, то она окажется незначительно ближе к катоду, нежели анод. Но и в этом случае она значительно ослабляет поле анода, проникающее на катод. Следовательно, близость сетки к катоду не является главным фактором. Расстояние сетка — катод, конечно, влияет, но было бы неправильно утверждать, что сетка действует сильнее, чем анод, только потому, что она находится ближе к катоду.

Соотношение влияний сетки и анода на анодный ток характеризует важнейший параметр триода — коэффициент усиления μ. В дальнейшем мы рассмотрим его подробнее, а сейчас необходимо выяснить сущность этого параметра.

Коэффициент усиления — это отвлеченное число, показывающее, во сколько раз напряжение сетки действует на анодный ток сильнее, чем напряжение анода. Упрощенно говорят, что коэффициент усиления показывает, во сколько раз сетка действует сильнее, чем анод (или во сколько раз анод действует слабее, чем сетка). Если триод имеет $\mu = 10$, то это значит, что сетка действует в 10 раз сильнее, чем анод.

Главное влияние на величину μ оказывает густота сетки. Чем гуще сетка, тем больше μ. При данной густоте сетки μ имеет наибольшее значение при некотором среднем положении сетки между катодом и анодом. В современных триодах μ бывает порядка единиц или десятков.

Часто вместо коэффициента усиления μ пользуются обратной ему величиной — проницаемостью D:

$$D = \frac{1^*}{\mu}. \qquad (6\text{-}1)$$

Поскольку в триодах $\mu > 1$, то проницаемость $D < 1$. Проницаемость показывает, какой доле действия сетки эквивалентно действие анода. Если, например, $\mu = 10$, то $D = 0{,}1$. Это значит, что действие анода равноценно 0,1 действия сетки, т. е. действие анода в 10 раз слабее.

Термин «проницаемость», введенный впервые Г. Баркгаузеном, подчеркивает роль экранирующего действия сетки. Можно сказать, что проницаемость определяется «пропускной способностью» сетки для электрического поля анода. Чем реже сетка, тем в большей степени через нее проникает от анода к катоду электрическое поле и тем больше величина D. Зато μ соответственно уменьшается. Иногда

---

* В дальнейшем будет показано, что это равенство является точным только при $i_c = 0$.

говорят о проницаемости сетки, а не лампы. Для триода это не вызывает недоразумений, так как в нем лишь одна сетка.

Не следует связывать проницаемость D с некоей пропускной способностью сетки для электронного потока. Такое толкование проницаемости является грубой ошибкой. Конечно, более густая сетка является препятствием для электронного потока, но отсюда не следует, что D показывает, какая часть электронного потока проходит сквозь сетку.

Наиболее просто можно изучить действие сетки с помощью потенциальных диаграмм. На рис. 6-2 показаны эти диаграммы для рассмотренного выше случая, когда $u_с = 0$ и $u_а > 0$. Здесь и на последующих рисунках сплошной линией изображена потенциальная диаграмма «по просвету», показывающая распределение потенциала в плоскости, проходящей через середину просвета между витками (плоскость *АБ* на рис. 6-3). Штриховой линией изображена диаграмма

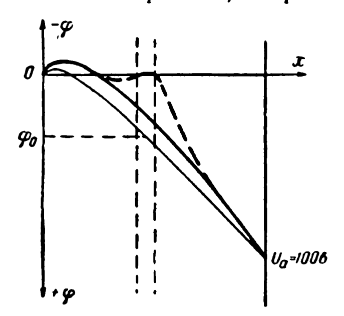


Рис. 6-2. Потенциальные диаграммы триода при нулевом напряжении сетки.

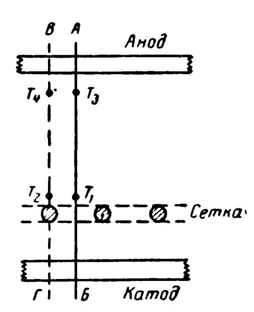


Рис. 6-3. Плоскости (*АБ* и *ВГ*) потенциальных диаграмм триода.

в плоскости *ВГ* (рис. 6-3), проходящей через проводник сетки. Ее назовем диаграммой «по проводнику». Положение сетки, проводники которой имеют некоторую толщину, показано на рис. 6-2 двумя вертикальными штриховыми линиями. Тонкой сплошной линией изображена потенциальная диаграмма для случая, если бы сетки не было. Она показывает, что при отсутствии сетки на ее месте имеется некоторый положительный потенциал φ_0, а около катода есть потенциальный барьер. Эта же диаграмма будет справедлива, если поставить на свое место сетку и установить на ней тот же потенциал φ_0, так как тогда никаких изменений потенциала не произойдет (некоторое изменение поля все же будет за счет неоднородности структуры сетки).

При изменении потенциала сетки в ту или иную сторону от φ_0 произойдет изменение потенциала и в пространстве вокруг сетки. Чем ближе расположена данная точка пространства к проводнику сетки, тем ближе будет ее потенциал к новому значению потенциала сетки. Для нулевого потенциала сетки, являющегося более отрицательным, нежели потенциал φ_0, потенциальная диаграмма «по просвету» выгибается в сторону более отрицательного потенциала. Потенциальный барьер у катода повышается, и ток катода уменьшается. Однако в плоскости сетки эта диаграмма не доходит до нулевого потенциала, так как в просветах между проводниками сетки поле анода

создает положительный потенциал. А потенциальная диаграмма «по проводнику» (штриховая линия на рис. 6-2) проходит через значение $\varphi_c = 0$ и вблизи сетки существенно отличается от диаграммы «по просвету».

Действительно, если сравнить точки T_1 и T_2, показанные на рис. 6-3, то ясно, что потенциалы их сильно отличаются друг от друга, так как они находятся на весьма различных расстояниях от проводников сетки. В точке T_2 потенциал близок к потенциалу сетки, т. е. к нулю, а в точке T_1 он имеет более высокое положительное значение. Потенциалы точек T_3 и T_4, находящихся почти на одинаковом расстоянии от проводника сетки, практически равны. Поэтому потенциальные диаграммы «по просвету» и «по проводнику» на удалении от сетки сливаются.

Процессы в триоде при отрицательном напряжении сетки представляют особый интерес, так как большинство приемно-усилительных ламп работают в этом режиме. В пространстве сетка — катод отрицательный заряд сетки создает для электронов тормозящее поле, которое противодействует ускоряющему полю, проникающему от анода. Потенциальный барьер у катода при этом повышается и катодный ток уменьшается. На рис. 6-4 изображены потенциальные диаграммы для значительного отрицательного напряжения сетки. Они наглядно показывают увеличение потенциального барьера.

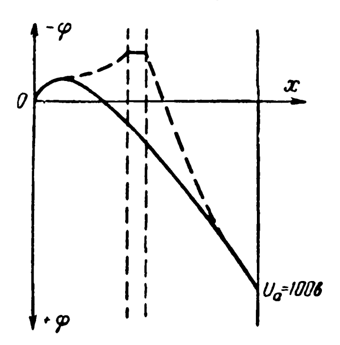


Рис. 6-4. Потенциальные диаграммы триода при отрицательном напряжении сетки.

Чем больше отрицательное напряжение сетки, тем выше потенциальный барьер и тем меньше анодный ток. При достаточной величине отрицательного сеточного напряжения анодный ток уменьшается до нуля, т. е. лампа «запирается» отрицательным напряжением сетки, которое называют «запирающим» ($u_{c.зап}$). Явление запирания лампы объясняется тем, что тормозящее поле сетки в пространстве сетка — катод настолько повышает потенциальный барьер, что все электроны, вылетающие из катода, возвращаются на него. Если же при $u_c < 0$ запирания лампы еще нет, то это означает, что некоторые электроны, имеющие значительные начальные скорости, все же летят к аноду, преодолевая потенциальный барьер.

Запирающее отрицательное напряжение сетки невелико по сравнению с анодным напряжением, так как сетка действует сильнее анода. Например, у триода, имеющего $\mu = 20$ при $u_a = 100$ *в*, запирающее напряжение должно составлять — 5 *в*. Действительно, чтобы прекратить прохождение анодного тока при $u_c = 0$, надо уменьшить анодное напряжение до нуля, т. е. на 100 *в*, или, иначе говоря, добавить к анодному напряжению + 100 *в* еще — 100 *в*. При $\mu = 20$ анодное напряжение 100 *в* эквивалентно сеточному напряжению 5 *в*. Поэтому, подав на сетку — 5 *в*, можно полностью скомпенсировать влияние анода. Конечно, это значение запирающего сеточного напряжения является лишь грубым приближением, так как не учтены нелинейная зависимость между током и напряжением, начальная скорость электронов и другие факторы.

Итак, сравнительно небольшое отрицательное напряжение сетки может значительно уменьшить анодный ток и даже совсем его прекратить.

При положительном сеточном напряжении сетка создает ускоряющее поле, которое складывается с полем, проникающим от анода. Результирующее поле понижает потенциальный барьер у катода. Увеличенное количество электронов преодолевает его. На рис. 6-5 изображены потенциальные диаграммы для положительного напряжения сетки. Таким образом, положительное напряжение сетки увеличивает катодный ток.

Однако часть электронов неизбежно притянется к сетке и в ее цепи возникнет сеточный ток. На сетку попадают прежде всего те электроны, которые летят «прямой наводкой» на ее проводники. Сеточный ток почти всегда нежелателен. Он не только бесполезен,

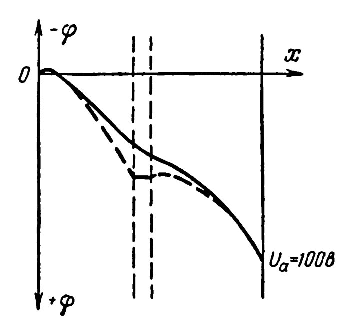


Рис. 6-5. Потенциальные диаграммы триода при значительном положительном напряжении сетки.

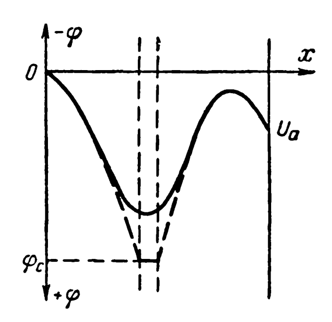


Рис. 6-6. Потенциальные диаграммы триода при $u_c > u_a > 0$.

но во многих случаях оказывает вредное влияние на работу лампы. Если положительное напряжение сетки много меньше анодного напряжения, то сеточный ток сравнительно невелик и в некоторых случаях им можно пренебречь. Чем гуще сетка и чем больше ее положительное напряжение, тем больше сеточный ток.

Так как сетка действует гораздо сильнее анода, то даже сравнительно небольшое положительное напряжение сетки вызывает значительное возрастание анодного тока. Например, пусть триод имеет $\mu = 20$ и при напряжениях $u_c = 0$ и $u_a = 100$ *в* анодный ток равен 10 *ма*. Чтобы, не изменяя сеточного напряжения, увеличить в этом триоде анодный ток вдвое, надо, грубо говоря, удвоить анодное напряжение, т. е. подать на анод 200 *в*. Но при $\mu = 20$ анодному напряжению 100 *в* равноценно сеточное напряжение 5 *в*. Поэтому вместо увеличения анодного напряжения на 100 *в* можно подать на сетку + 5 *в* и тогда анодный ток возрастет до 20 *ма*. На самом деле между анодным током и анодным или сеточным напряжением нет линейной зависимости, и данный пример является весьма приближенным.

Итак, увеличение положительного напряжения сетки сопровождается ростом анодного и сеточного токов. На рис. 6-6 даны потенциальные диаграммы для случая, когда положительное напряжение сетки велико, а анодное напряжение мало ($u_c > u_a$). В этом случае

потенциальный барьер у катода может совсем исчезнуть, и тогда наступит режим насыщения, что и показано на рис. 6-6. Кроме того, поскольку в промежутке сетка—анод поле для электронов тормозящее, они замедляют свое движение и образуют второе электронное облачко и второй потенциальный барьер. Действительно, для триода с плоскими электродами плотность анодного тока в пространстве анод — катод везде одинакова

$$j_a = \rho v = \text{const}.$$

Но тогда при уменьшении скорости v в промежутке сетка — анод соответственно возрастает плотность объемного заряда ρ, а это вызывает понижение потенциала. Такой режим будет более подробно рассмотрен далее.

При больших положительных напряжениях сетки ток сетки настолько возрастает, что анодный ток может даже уменьшаться.

Изменяя сеточное напряжение от запирающего лампу до некоторого положительного, можно изменять анодный ток в широких пределах от нуля до максимального значения. Таково управляющее действие сетки. Важно, что значительные изменения анодного тока получаются при сравнительно небольших изменениях сеточного напряжения. Нужны в μ раз бо́льшие изменения анодного напряжения для того, чтобы получить такие же изменения анодного тока. Иначе говоря, небольшие изменения сеточного напряжения равноценны в μ раз бо́льшим изменениям анодного напряжения. Это основное свойство триода позволяет использовать его для усиления электрических колебаний.

Рассмотрим еще некоторые физические процессы в триоде.

При положительном напряжении сетки в триоде наблюдается токораспределение, т. е. распределение общего катодного тока между сеткой и анодом. В зависимости от характера этого процесса различают два режима. Если напряжение анода выше напряжения сетки, то на сетку попадают только электроны, перехваченные ее проводами, а электроны, пролетевшие сетку, на нее не возвращаются и летят к аноду. Такой режим называют режимом перехвата. В этом режиме ток сетки значительно меньше анодного тока.

Если же напряжение сетки одного порядка с напряжением анода или выше последнего, то на сетку попадают не только электроны, перехваченные ее проводами. Многие электроны, пролетевшие сетку, в пространстве сетка — анод тормозятся, искривляют свои траектории, снижают до нуля продольную составляющую скорости и возвращаются на сетку. Подобный режим называют режимом возврата. Очевидно, что в режиме возврата всегда имеется и перехват электронов сеткой. Так как электроны вылетают из катода с начальными скоростями, имеющими различные величины и направление, и в своем движении различно ориентированы относительно проводов сетки, то их траектории весьма разнообразны.

На рис. 6-7 показаны некоторые наиболее характерные траектории электронов в режиме возврата. Электроны *1*, *2* и *3* перехватываются сеткой, причем электроны *1* и *2* летят «прямой наводкой» на провод сетки, а электрон *3*, искривляя свою траекторию под действием сетки, не смог проскочить мимо сетки и попал на нее. Пролетевшие через сетку электроны *5* и *6* попадают на анод, а электрон *4* возвращается на сетку, так как от сильного искривления траектории у него в точке *A* полностью теряется продольная составляющая скорости, т. е. составляющая, направленная к аноду. Электрон *7*, возвращаясь

к сетке, пролетает мимо ее проводов, попадает в промежуток сетка — катод, тормозится там, в точке *Б* теряет составляющую скорости, направленную к катоду, снова возвращается к сетке и только тогда попадает на нее. Некоторые электроны возвращаются на сетку лишь после того, как сделают несколько колебаний, пролетая мимо ее проводов.

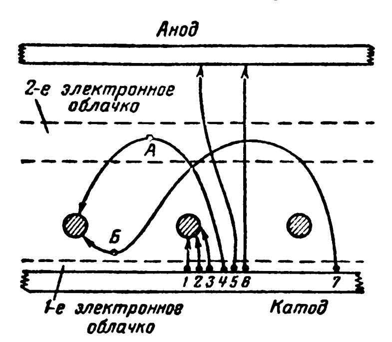


Рис. 6-7. Траектории электронов в режиме возврата.

В режиме возврата между сеткой и анодом в области, где электроны, затормозившись, поворачивают обратно, образуется второе электронное облачко и второй потенциальный барьер. Он был показан на рис. 6-6. Если повышать анодное напряжение или уменьшать сеточное напряжение, то второй потенциальный барьер понижается, все больше электронов летит к аноду и все меньше их возвращается на сетку. При некотором соотношении анодного и сеточного напряжений вообще прекращается возврат электронов на сетку и наступает режим перехвата.

Явление токораспределения характеризуют **коэффициентом токораспределения**. В качестве этого коэффициента обычно брали отношение $i_а/i_с$, но это неудобно, так как если $i_с$ стремится к нулю (при уменьшении $u_с$), то $i_а/i_с$ стремится к бесконечности. Гораздо удобнее под коэффициентом токораспределения понимать величину

$$k_т = \frac{i_а}{i_к} = \frac{i_а}{i_а + i_с}, \qquad (6\text{-}2)$$

которая не может быть больше 1 и показывает, какую долю катодного тока составляет полезный анодный ток.

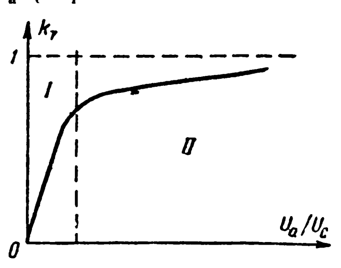


Рис. 6-8. Зависимость коэффициента токораспределения от отношения $U_а/U_с$.

Коэффициент токораспределения зависит от отношения $u_а/u_с$ и конструкции сетки. Формулы, выражающие эту зависимость, весьма неточны и мы их рассматривать не будем. Нетрудно понять, что чем гуще сетка, тем меньше $k_т$, так как более густая сетка перехватывает больше электронов. Характер зависимости $k_т$ от $u_а/u_с$ дан на рис. 6-8. Если $u_а/u_с = 0$, то $k_т$ имеет наименьшее значение, так как существует лишь небольшой анодный ток за счет начальной скорости электронов. При увеличении $u_а/u_с$ сначала $k_т$ резко возрастает, что соответствует режиму возврата (область *I*), а при переходе в режим перехвата (область *II*) $k_т$ растет медленно, приближаясь к 1. Малое изменение $k_т$ в режиме перехвата объясняется тем, что в этом режиме сеточный ток создается, главным образом, электронами, попадающими на сетку «прямой наводкой» (электроны *1* и *2*

на рис. 6-7). Уменьшение тока сетки происходит только за счет того, что электрон *3* при увеличении $u_а/u_с$ меньше искривляет свою траекторию и перестает попадать на сетку.

Значительное влияние на работу триода оказывает так называемый островковый эффект. Он состоит в том, что из-за неоднородной структуры сетки поле, создаваемое сеткой, неоднородно, и катод работает на различных своих участках неодинаково. Сетка своим полем сильно действует на потенциальный барьер около тех участков катода, которые ближе к проводникам сетки. Из рис. 6-9 видно, что в точках *А* и *Б* действие сетки сильнее, чем в точке *В*. Зато анод своим полем сильнее действует в точке *В*, нежели в точках *А* и *Б*, которые заэкранированы от анода проводами сетки. Таким образом, в разных местах катода высота потенциального барьера различна, а значит, и катодный ток разный. Особенно сильно сказывается островковый эффект при приближении лампы к запиранию.

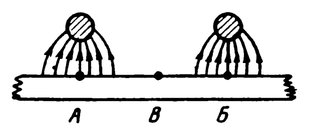


Рис. 6-9. Островковый эффект в триоде.

При некотором отрицательном сеточном напряжении на участках около точек *А* и *Б* лампа уже запирается, а около точки *В* еще остается «островок», дающий анодный ток. Чтобы запереть лампу в точке *В*, надо дать на сетку большее отрицательное напряжение. Таким образом, за счет «островкового эффекта» получается некоторое ослабление влияния сетки и усиление влияния анода и, следовательно, несколько снижается коэффициент усиления μ, а проницаемость *D* несколько возрастает. Чем ближе сетка к катоду и чем она реже, тем сильнее островковый эффект.

6-2. ДЕЙСТВУЮЩЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ И ЗАКОН СТЕПЕНИ ТРЕХ ВТОРЫХ ДЛЯ ТРИОДА

Весьма важным является понятие о действующем напряжении триода. Его ввел советский ученый М. А. Бонч-Бруевич, предложивший в 1919 г. заменить для расчетных целей триод эквивалентным диодом. Независимо от него, аналогичные выводы опубликовал немецкий ученый Г. Баркгаузен.

Замена триода эквивалентным диодом состоит в следующем. Если в триоде на место сетки поместить анод, имеющий такую же поверхность, какую занимает сетка, то в этом диоде при некотором его анодном напряжении анодный ток получается равным катодному току в триоде (рис. 6-10). Напряжение, приложенное к аноду эквивалентного диода и создающее в нем анодный ток, равный катодному току реального триода, называется действующим напряжением $u_д^*$. Его действие эквивалентно совместному действию сеточного и анодного напряжений.

Величина действующего напряжения определяется приближенно формулой

$$u_д \approx u_с + Du_а = u_с + \frac{u_а}{\mu}. \qquad (6\text{-}3)$$

---

* Действующее напряжение не следует путать с действующим значением переменного напряжения. Вместо термина «действующее напряжение» в литературе встречаются названия «управляющее» или «результирующее напряжение».

Смысл этой формулы понять нетрудно. Напряжение сетки действует своим полем без ослабления, а поле, создаваемое в пространстве сетка — катод анодным напряжением, ослаблено за счет экранирующего действия сетки. Ослабление действия анода характеризуется проницаемостью D или коэффициентом усиления μ. Поэтому величину $u_а$ нельзя складывать с $u_с$, а нужно сначала умножить ее на D или разделить на μ.

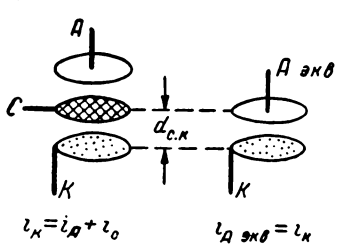


Рис. 6-10. Приведение триода к эквивалентному диоду.

Приведенная формула для $u_д$ является приближенной, так как не учитывает неоднородности поля, создаваемого сеткой. Эта формула применяется в случаях, когда сетка не слишком редкая (при $D < 0{,}1$ или $\mu > 10$). Для триодов с редкой сеткой $u_д$ вычисляют по более точным формулам. Однако подавляющее большинство триодов имеет $\mu > 10$. Практически для изучения физических процессов в триодах пользуются формулой (6-3).

Выражение для $u_д$ получается следующим образом. Напряженность поля в плоском конденсаторе с емкостью C, заряженном до напряжения u, равна:

$$E = \frac{u}{d}, \tag{6-4}$$

где d — расстояние между обкладками. Напряжение u связано с зарядом на каждой обкладке q соотношением

$$u = \frac{q}{C}. \tag{6-5}$$

Диод, эквивалентный триоду, можно принять за такой конденсатор, если пренебречь объемным зарядом. Тогда

$$E_д = \frac{u_д}{d_{с.к}}, \tag{6-6}$$

где $d_{с.к}$ — расстояние между сеткой и катодом.

Если сетка не слишком редкая, то емкость анод — катод эквивалентного диода $C_{экв}$ приближенно равна емкости сетка — катод реального триода $C_{с.к}$ (в действительности емкость $C_{с.к}$ немного меньше, так как сетка не является сплошным проводником). Поэтому можно написать:

$$u_д \approx \frac{q_д}{C_{с.к}}. \tag{6-7}$$

Действующий заряд $q_д$ равен сумме заряда q_1, созданного на катоде действием поля сетки, и заряда q_2, созданного полем, проникающим сквозь сетку от анода. Выразим эти заряды через напряжения и емкости:

$$q_1 = C_{с.к}u_с \text{ и } q_2 = C_{а.к}u_а. \tag{6-8}$$

Емкость $C_{а.к}$ значительно меньше емкости $C_{с.к}$, так как, во-первых, анод находится от катода на большем расстоянии, чем сетка,

а, во-вторых, сетка экранирует катод от анода и бо́льшая часть поля, созданного зарядом анода, не доходит до катода. Таким образом, заряд q_2 на катоде равен (но противоположен по знаку) той небольшой части всего заряда анода, от которой электрические силовые линии проходят сквозь сетку до катода. Заменяя $q_д$ суммой $q_1 + q_2$, получаем:

$$u_д = \frac{q_1 + q_2}{C_{с.к}} = \frac{C_{с.к}u_с + C_{а.к}u_а}{C_{с.к}} = u_c + \frac{C_{а.к}}{C_{с.к}} u_а. \quad (6\text{-}9)$$

Обозначим

$$D = \frac{C_{а.к}}{C_{с.к}}. \quad (6\text{-}10)$$

Тогда окончательно получим:

$$u_д \approx u_с + Du_а. \quad (6\text{-}11)$$

Мы пришли к новому представлению о проницаемости D. Поскольку $C_{а.к} < C_{с.к}$, то $D < 1$. При более густой сетке емкость $C_{а.к}$ уменьшается и соответственно уменьшается D. Выражение проницаемости через отношение емкостей помогает выяснить влияние изменения конструктивных размеров электродов на величину D, так как при этих изменениях нетрудно представить себе, как изменяются емкости. Однако надо помнить о приближенном характере сделанных выводов.

В приведенных формулах должны учитываться емкости только между самими электродами. Емкости между выводами от электродов не входят в приведенные выше величины $C_{а.к}$ и $C_{с.к}$. Было бы грубой ошибкой определять D через емкости $C_{а.к}$ и $C_{с.к}$, приводимые в справочниках.

В эквивалентном диоде анодный ток равен катодному току триода, а роль анодного напряжения выполняет действующее напряжение. Поэтому закон степени трех вторых для триода можно написать так:

$$i_к = gu_д^{3/2} = g(u_с + Du_а)^{3/2}. \quad (6\text{-}12)$$

Учитывая, что в эквивалентном диоде анод расположен на месте сетки реального триода, коэффициент g для триода с плоскими электродами равен:

$$g = 2{,}33 \cdot 10^{-6} \frac{Q_а}{d_{с.к}^2}. \quad (6\text{-}13)$$

Поверхность анода эквивалентного диода в этом случае равна поверхности действительного анода. В формулу (6-12) в неявном виде входят расстояние анод — катод и размеры, определяющие густоту сетки, от которых зависит проницаемость.

При другой форме электродов формула для g несколько усложняется. В частности, для уточнения расчета учитывают не всю поверхность анода, а лишь ту ее часть, на которую попадает большинство электронов анодного тока.

Закон степени трех вторых для триода является весьма приближенным. Это объясняется не только причинами, отмеченными при рассмотрении этого закона для диода, но и рядом других факторов. Существенное значение имеет неточность определения действующего напряжения. Тем не менее закон степени трех вторых полезен при рассмотрении теории работы триода и при конструировании ламп.

Для практических расчетов обычно пользуются характеристиками, снятыми экспериментально и опубликованными в справочниках.

С помощью закона степени трех вторых можно найти при данном значении $u_а$ отрицательное напряжение сетки, запирающее триод ($u_{с.зап}$). Если лампа заперта, то $i_к = 0$. Из закона степени трех вторых ясно, что это возможно только при условии

$$u_д = u_{с.зап} + Du_а = 0, \qquad (6\text{-}14)$$

так как коэффициент g всегда больше нуля. Решая уравнение (6-14) относительно $u_{с.зап}$, получим формулу для запирающего напряжения

$$u_{с.зап} = -Du_а \text{ или } u_{с.зап} = -\frac{u_а}{\mu}. \qquad (6\text{-}15)$$

Поскольку закон степени трех вторых неточен, выражение (6-15) также является приближенным. Действительное запирающее напряжение обычно несколько больше по абсолютной величине, чем определяемое формулой (6-15). Это объясняется, главным образом, влиянием островкового эффекта, а также начальной скоростью электронов и контактной разностью потенциалов. Заметим, что анодное напряжение, соответствующее $u_{с.зап}$, называет отпирающим ($u_{а.отп}$).

6-3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИОДА

Характеристики триода для режима работы на постоянном токе и без нагрузки называются статическими. Однако обычно говорят просто «характеристики».

Следует различать теоретические и действительные характеристики триодов. Теоретические характеристики строятся на основании закона степени трех вторых и не являются точными. Действительные характеристики снимаются экспериментально. Они более точны. Причины отклонения действительных характеристик от теоретических у триода те же, что и у диода. На участки характеристик для малых анодных токов особенно сильное влияние оказывают начальная скорость электронов, контактная разность потенциалов и термо-э. д. с., а в случае мощных ламп с прямонакальным катодом — магнитное поле тока накала. Значительное влияние оказывают неодинаковость температуры в разных точках катода, неэквипотенциальность катода, эффект Шоттки и дополнительный подогрев катода анодным током.

В триоде эти факторы влияют сильнее, нежели в диоде, так как некоторые из них действуют не только в анодной цепи, но и в цепи сетки. Например, контактная разность потенциалов, действующая в сеточной цепи, создает напряжение сетки, влияющее на анодный ток. Большое влияние на характеристики триода также оказывает искажение поля за счет островкового эффекта.

Приводимые в справочниках типовые характеристики являются средними, полученными из нескольких характеристик, снятых для различных экземпляров ламп данного типа. Вследствие этого пользование типовыми характеристиками дает некоторые погрешности.

Анодный ток зависит от напряжений сетки и анода, т. е. является функцией этих напряжений:

$$i_а = f(u_с, u_а). \qquad (6\text{-}16)$$

То же относится к сеточному и катодному токам:

$$i_с = f_1(u_с, u_а) \text{ и } i_к = f_2(u_с, u_а). \qquad (6\text{-}17)$$

Зависимость между тремя величинами нельзя изобразить на чертеже. Для нее нужна система координат в пространстве, что практически неудобно. Поэтому одно из напряжений считают постоянным и рассматривают зависимость того или иного тока только от одного напряжения.

Широко применяются характеристики, показывающие зависимость того или иного тока от сеточного напряжения при постоянном анодном напряжении:

$$i_а = f(u_с);\ i_с = f_1(u_с)\ \text{и}\ i_к = f(u_с) \qquad (6\text{-}18)$$

при $u_а = \text{const}$.

Наиболее важны две первые зависимости. Характеристики, выражающие зависимость $i_а = f(u_с)$, называются **анодно-сеточными**, а характеристики, соответствующие зависимости $i_с = f_1(u_с)$, принято называть **сеточными**. Постоянное анодное напряжение может быть различным и каждому его значению соответствует определенная характеристика. Следовательно, для каждого тока имеется не одна характеристика, а **семейство характеристик**, состоящее из бесконечного множества кривых. Однако практически пользуются семействами, состоящими из не очень большого количества характеристик. Значения анодного напряжения для них берутся через определенные промежутки.

Второй вид характеристик — это характеристики, показывающие зависимость анодного, сеточного и катодного токов от анодного напряжения при постоянном сеточном напряжении:

$$i_а = F(u_а);\ i_с = F_1(u_а)\ \text{и}\ i_к = F_2(u_а)\ \text{при}\ u_с = \text{const}. \qquad (6\text{-}19)$$

Здесь наиболее важны **анодные** характеристики, выражающие зависимость $i_а = F(u_а)$, и **сеточно-анодные** характеристики, дающие зависимость $i_с = F_1(u_а)$.

В справочниках, как правило, приводятся только семейства характеристик для анодного и сеточного токов. Простым сложением ординат этих характеристик можно построить характеристики катодного тока.

Для практических расчетов анодного тока обычно достаточно иметь одно семейство либо анодно-сеточных, либо анодных характеристик. Анодно-сеточные характеристики более наглядно показывают управляющее действие сетки. Зато с анодными характеристиками расчеты более просты и более точны. Поэтому и те и другие характеристики широко применяют при изучении электронных ламп.

Для снятия действительных характеристик триода может применяться схема по рис. 6-11, *а*. Она подобна схеме для исследования диода (см. рис. 5-9). Анодная цепь на рис. 6-11, *а* такая же, как у диода. Сеточная цепь повторяет анодную цепь и имеет источник $E_с$, потенциометр R_2, вольтметр и миллиамперметр.

При снятии характеристик триода приходится изменять полярность сеточного напряжения. В схеме по рис. 6-11, *а* для этого меняют местами провода *с* и *k*, идущие к сетке и катоду. Если имеется двухполюсный переключатель, то собирается схема по рис. 6-11, *б*. Схема по рис. 6-11, *в* с выводом от средней точки сеточного источника (или от средней точки потенциометра) требует сеточного вольтметра с нулем посредине шкалы и позволяет получать наибольшее значение напряжения сетки только $\frac{1}{2} E_с$.

Особенностью схемы является взаимное влияние цепей сетки и анода. Если установить ползунок анодного потенциометра в какое-то положение и, например, увеличить сеточное напряжение, то анодный ток увеличится. Он проходит через верхний участок потенциометра R_1 и падение напряжения на этом участке возрастает. Напряжение на всем потенциометре равно напряжению источника, которое считаем постоянным. Отсюда следует, что напряжение на нижнем участке потенциометра, являющееся анодным напряжением, уменьшится. Таким образом, при всяком изменении сеточного напряжения меняется анодный ток, что вызывает перераспределение напряжений на потенциометре R_1 и изменение анодного напряжения. При снятии анодно-сеточной характеристики надо передвижением ползунка у R_1 поддерживать анодное напряжение постоянным.

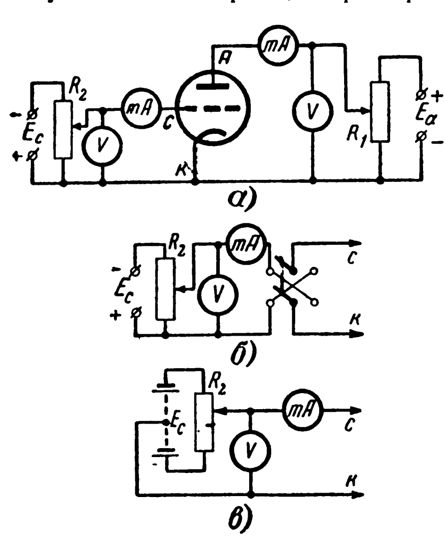


Рис. 6-11. Схема исследования триода (*а*) и варианты ее сеточной цепи (*б* и *в*).

С другой стороны, если сеточное напряжение положительно, через верхний участок потенциометра R_2 проходит сеточный ток. При изменении анодного напряжения сеточный ток изменяется. Это вызывает перераспределение напряжений на потенциометре. Следовательно, сеточное напряжение также изменяется Например, с увеличением анодного напряжения сеточное напряжение возрастает (предоставляем читателю доказать это). Во время снятия анодной характеристики при положительном сеточном напряжении надо поддерживать это напряжение, перемещая ползунок потенциометра R_2. Подобное влияние анодного напряжения на сеточное отсутствует при отрицательном напряжении сетки, когда нет сеточного тока.

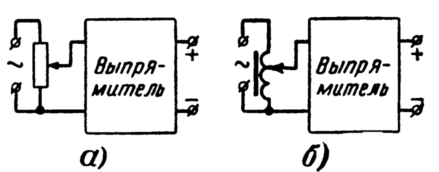


Рис. 6-12. Регулировка напряжения выпрямителя.

Регулирование напряжений с помощью потенциометров в цепях постоянных напряжений не является единственно возможным. Иногда подают напряжение от выпрямителя, а для регулировки применяют потенциометр (рис. 6-12, *а*) или автотрансформатор (рис. 6-12, *б*), включенный в цепь первичной обмотки трансформатора выпрямителя. Если выпрямитель кенотронный, то накал кенотрона при этом не

должен изменяться, т. е. для него необходим отдельный понижающий трансформатор. Применение автотрансформатора уменьшает влияние регулировки напряжения одной цепи на напряжение другой цепи. Но все же влияние есть, так как всякое изменение тока вызывает изменение падения напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя, а следовательно, изменяется и напряжение на его зажимах. Для уменьшения этого явления желательны выпрямители с малым внутренним сопротивлением.

Методы регулировки, показанные на схемах рис. 6-12, имеют недостаток. Когда устанавливается напряжение, равное нулю, то внутреннее сопротивление выпрямителя становится очень большим (у кенотрона оно бесконечно велико) и невозможно измерить начальный ток исследуемой лампы. Поэтому при $u_a = 0$ отключают выпрямитель и замыкают цепь электрода, для которого надо измерить начальный ток. В этом отношении схемы по рис. 6-11 имеют некоторое преимущество, так как при установке ползунка на нулевое напряжение

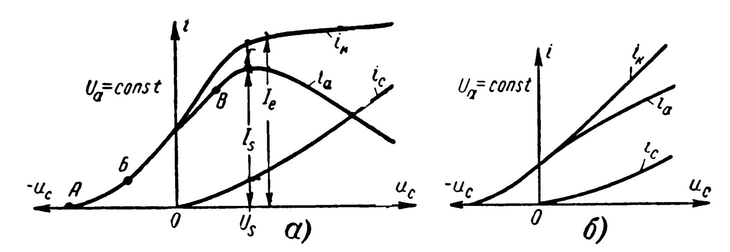


Рис. 6-13. Характеристики триода для токов анода, сетки и катода.

данный электрод практически замыкается с катодом (через миллиамперметр, измеряющий ток электрода).

На рис. 6-13, *а* изображены характеристики токов анода, сетки и катода при постоянном анодном напряжении, соответствующие лампе с явно выраженным режимом насыщения (например, лампе с вольфрамовым катодом).

При $u_c < 0$ характеристики анодного и катодного тока совпадают. Начальная точка характеристики (*А*) обычно соответствует несколько большему отрицательному напряжению сетки, нежели определенному по формуле (6-15).

Нижний изгиб характеристики *АБ* постепенно переходит в средний линейный участок *БВ*. Для положительных сеточных напряжений характеристика катодного тока расположена выше характеристики анодного тока вследствие появления сеточного тока. Характеристика сеточного тока идет из начала координат подобно характеристике диода.

Увеличение положительного напряжения сетки вызывает сначала рост всех токов. Но при напряжении U_s наступает режим насыщения. Постепенному переходу в этот режим соответствует верхний изгиб характеристики анодного тока (*ВГ*). В режиме насыщения при дальнейшем увеличении сеточного напряжения катодный ток растет незначительно, но сеточный ток сильно возрастает и за счет этого уменьшается анодный ток. При большом положительном сеточном напряжении анодный ток становится меньше сеточного.

Максимальное значение анодного тока называют током насыщения (I_s). В отличие от диода у триода он меньше тока эмиссии на величину сеточного тока. Для ламп с активированным катодом катодный ток в режиме насыщения возрастает. У ламп с оксидным катодом он растет так же, как в режиме объемного заряда. Поэтому в области больших положительных напряжений сетки форма характеристик изменяется. Возможны два вида характеристик. Если при увеличении сеточного напряжения ток сетки растет медленнее, чем катодный ток, то характеристика анодного тока имеет подъем (рис. 6-13, *б*). Если сеточный ток растет быстрее, чем катодный, то анодный ток уменьшается (рис. 6-13, *а*). Чем гуще сетка и чем меньше анодное напряжение, тем сильнее нарастает сеточный ток. Таким образом, характеристики по рис. 6-13, *а* и *б* соответствуют либо лампам, имеющим сетки различной густоты, либо разным анодным напряжениям одной лампы.

При больших положительных напряжениях сетки работают только генераторные и импульсные лампы. У приемно-усилительных ламп

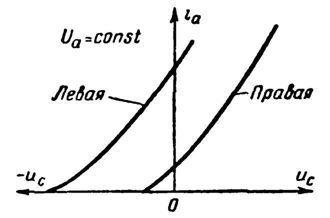


Рис. 6-14. «Левая» и «правая» характеристики триода.

Рис. 6-15. Семейство анодно-сеточных и сеточных характеристик.

сеточное напряжение либо остается все время отрицательным, либо доходит до небольших положительных значений. В справочниках характеристики приемно-усилительных ламп даются только для такого режима, часто даже лишь для отрицательных сеточных напряжений.

В зависимости от величины μ, т. е. от густоты сетки, характеристика анодного тока располагается различно. Для лампы с густой сеткой, имеющей высокий μ, запирающее напряжение сетки невелико, и характеристика лишь небольшой своей частью располагается в области отрицательных сеточных напряжений (рис. 6-14). Основная часть характеристики находится в области положительных сеточных напряжений, т. е. правее оси ординат. Такая характеристика (иногда и сама лампа) называется «п р а в о й». А в случае редкой сетки, когда μ невелик, запирающее напряжение получается большим и характеристика имеет значительный участок, расположенный в области отрицательных сеточных напряжений. Подобная характеристика, называемая «л е в о й», также показана на рис. 6-14. Лампы с «левой» характеристикой могут работать при значительном анодном токе с полным отсутствием сеточного тока.

Примерный вид семейства характеристик триода изображен на рис. 6-15. При повышении анодного напряжения характеристика анодного тока сдвигается влево, а характеристика сеточного тока проходит ниже. Это объясняется следующим образом. Чем выше анодное напряжение, тем больше запирающее отрицательное напря-

жение сетки и тем больше анодный ток при данном сеточном напряжении. Зато сеточный ток при этом становится меньше, так как усилившееся поле анода не дает многим электронам притягиваться к сетке, а заставляет их пролетать сквозь сетку. Наоборот, при понижении анодного напряжения сетка притягивает к себе все большее количество электронов, т. е. сеточный ток возрастает. Таким образом, характеристики сеточного тока идут из начала координат расходящимся пучком и выше всего располагается характеристика при $u_а = 0$ (она показана штрихом).

В некоторых устройствах триоды в течение части времени рабочего процесса имеют на аноде отрицательное напряжение (например, в ламповых генераторах при больших амплитудах колебаний). При этом ток анода равен нулю, а характеристики тока сетки для такого случая показаны на рис. 6-16. Чем больше отрицательное напряжение анода, тем дальше вправо сдвигается характеристика, т. е. тем больше должно быть положительное напряжение сетки, чтобы появился сеточный ток. Это объясняется тем, что от анода к катоду проникает тормозящее поле. Для его компенсации сетка должна создавать ускоряющее поле.

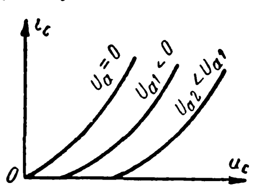


Рис. 6-16. Сеточные характеристики для нулевого и отрицательного анодных напряжений.

Анодно-сеточные характеристики сдвигаются не строго пропорционально анодному напряжению. Кроме того, они идут так, что расстояние между двумя соседними характеристиками, взятое по горизонтали, не остается постоянным на различной высоте. Оно наибольшее в начале характеристик, а с переходом на линейный участок постепенно уменьшается. Эта особенность анодно-сеточных характеристик объясняется главным образом островковым эффектом, за счет которого точка запирания сдвигается в область более отрицательных сеточных напряжений.

Часто бывают нужны добавочные характеристики, отсутствующие в семействе, приведенном в справочнике. Проще всего провести добавочную характеристику, если она должна быть между двумя характеристиками семейства. Задачу эту решают пропорциональным делением (в математике такой метод называют *линейной интерполяцией*). Особенно легко провести характеристику для анодного напряжения, среднего между соседними характеристиками. Например, на рис. 6-15 показана штрихом характеристика для анодного напряжения $\frac{1}{2}(U_{а2}+U_{а3})$.

Можно построить также характеристику, расположенную вне пределов имеющегося семейства. Ее строят, считая приближенно, что она сдвинута пропорционально анодному напряжению [1]. Для примера на рис. 6-15 показана характеристика для анодного напряжения $U_{а4}$, причем $U_{а4} - U_{а3} = U_{а3} - U_{а2} = U_{а2} - U_{а1}$.

Рассмотрим теперь семейство действительных анодных и сеточно-анодных характеристик триода (рис. 6-17). Основную характеристику анодного тока при $U_с = 0$ можно считать идущей из начала координат, если не учитывать начального тока. Для более отрицательных сеточ-

---

[1] Такой метод называют *линейной экстраполяцией*. Он дает меньшую точность, нежели интерполяция.

ных напряжений U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} и т. д. анодные характеристики расположены правее и имеют несколько меньший наклон, т. е. идут расходящимся пучком. Значения отпирающих анодных напряжений для начальных точек этих характеристик получаются несколько меньшими, чем определенные из формулы $u_{а.отп} = -\mu u_c$. Такое отклонение объясняется главным образом островковым эффектом и отчасти начальной скоростью электронов. Действительные анодные характеристики в отличие от теоретических сдвигаются не строго пропорционально сеточному напряжению.

Характеристики анодного тока для положительных сеточных напряжений U_{c6}, U_{c7}, U_{c8} все идут из начала координат (без учета начального тока), располагаются левее основной характеристики и имеют выпуклость влево, а не вправо. Особенностью этих характеристик является то, что они сначала идут очень круто, а затем рост тока замедляется. Эта особенность связана с характеристиками сеточного тока. Ток сетки наибольший при $U_a = 0$ и он возрастает при увеличении сеточного напряжения. С повышением анодного напряжения сеточный ток уменьшается сначала резко, а затем медленно. Такой ход характеристик при $u_c > 0$ объясняется особенностями режимов возврата и перехвата.

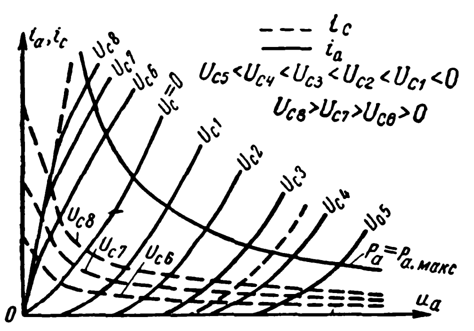


Рис. 6-17. Семейство анодных и сеточно-анодных характеристик триода и линия предельной мощности, выделяемой на аноде.

При $u_a = 0$ и $u_c > 0$ между сеткой и анодом возникает второй потенциальный барьер и образуется второе электронное облачко. Распределение потенциала для данного случая было показано на рис. 6-6. Почти все электроны из второго облачка возвращаются на сетку. Поэтому при $u_a = 0$ ток сетки имеет наибольшее значение. Он образуется не только из электронов, непосредственно попадающих с катода на сетку, но также из электронов, пролетевших сетку и вернувшихся на нее. Лишь очень небольшая часть электронов, вылетевших из катода со значительными начальными скоростями, преодолевает второй потенциальный барьер и попадает на анод, образуя начальный анодный ток.

Пусть теперь на анод подано небольшое положительное напряжение. Тогда второй потенциальный барьер будет понижаться, больше электронов сможет его преодолевать и анод начнет притягивать электроны из второго электронного облачка. Поле анода действует на эти электроны без ослабления, так как между анодом и облачком нет никаких препятствий для поля, а облачко расположено сравнительно близко от анода. Второе электронное облачко вместе с анодом образует систему, подобную диоду (если в этом облачке возникает область нулевого потенциала, то ее иногда называют в и р т у а л ь н ы м к а т о д о м). Уже при небольших положительных анодных напряжениях ток анода резко возрастает, а ток сетки резко падает,

поскольку все меньше электронов возвращается из облачка на сетку. Таким образом, при увеличении анодного напряжения второе электронное облачко быстро рассасывается и происходит резкое перераспределение тока между сеткой и анодом, что характерно для режима возврата.

При некотором положительном анодном напряжении облачко практически исчезает[1]. Ни один электрон уже не возвращается на сетку. Все электроны, пролетевшие в сетку, движутся к аноду. Наступает режим перехвата. Дальнейшее увеличение анодного напряжения вызывает рост анодного тока за счет того, что поле анода понижает потенциальный барьер у катода и «вытягивает» электроны из первого облачка, а также за счет токораспределения. Но теперь анодный ток растет медленнее, так как действие поля анода на первое облачко значительно ослаблено сеткой. Сеточный ток снижается также медленно, так как количество электронов, попадающих «прямой наводкой» на провода сетки, мало зависит от анодного напряжения.

В семействе анодных характеристик часто показывают линию допустимой мощности, выделяющейся на аноде ($P_а = P_{а.доп}$). Так как $P_а = i_а u_а$, то уравнение этой линии следует написать в виде

$$i_а = \frac{P_{а.доп}}{u_а}. \qquad (6\text{-}20)$$

Если $P_{а.доп}$ известна, то для различных анодных напряжений можно вычислить анодный ток и по точкам построить кривую $P_{а.доп}$, которая будет гиперболой (рис. 6-17). Область ниже этой кривой соответствует допустимым режимам работы лампы, а область выше кривой — недопустимым режимам, при которых $P_а > P_{а.доп}$. Так как допустимые анодные токи меньше для более высоких анодных напряжений, то анодные характеристики для более отрицательных сеточных напряжений обычно ограничивают меньшими токами (рис. 6-17).

В области малых анодных напряжений характеристики анодного тока для $u_с > 0$ не могут идти как угодно круто. При повышении сеточного напряжения начальные участки этих характеристик сливаются и не располагаются левее наклонной линии, показанной штрихом на рис. 6-17. Таким образом, при малых анодных напряжениях значительное увеличение положительного напряжения сетки не дает возрастания анодного тока; растет только сеточный ток, что объясняется наличием второго электронного облачка. Повышение сеточного напряжения увеличивает число электронов, уходящих из первого облачка во второе, причем эти электроны возвращаются на сетку. Анод же притягивает из второго облачка примерно одно и то же количество электронов независимо от того, больше или меньше их в облачке.

Когда в семействе анодных характеристик нужно провести дополнительные характеристики, то поступают, как было указано при рассмотрении анодно-сеточных характерик. Для примера на рис. 6-17 проведена штрихом характеристика для напряжения, среднего между $U_{с3}$ и $U_{с4}$.

Имея семейство анодно-сеточных характеристик, нетрудно построить семейство анодных характеристик, и наоборот. Такое перестроение характеристик иногда приходится делать. На рис. 6-18

---

[1] Объемный заряд в пространстве анод — сетка при этом не исчезает, но в нем уже нет области с резко увеличенной плотностью.

показано, как следует строить семейство анодных характеристик, если задано семейство анодно-сеточных характеристик. Необходимо просто перенести точки из одной системы координат в другую. В заданном семействе для $u_c = 0$ анодный ток при анодных напряжениях U_{a1}, U_{a2}, U_{a3}, U_{a4}, U_{a5} определяется точками *А*, *Б*, *В*, *Г*, *Д*. Переносим эти точки в систему координат i_a, u_a и получаем точки *А'*, *Б'*, *В'*, *Г'*, *Д'*, через которые проводим плавную кривую. Она является анодной характеристикой для $U_c = 0$. Далее переносим из семейства анодно-сеточных характеристик точки, соответствующие сеточному напряжению U_{c1}, и получаем анодную характеристику для напряжения U_{c1}, что тоже показано на рис. 6-18. Так же построим и ряд других анодных характеристик. Каждая вертикальная линия в семействе анодно-сеточных характеристик переносится в систему координат i_a, u_a и превращается в соответствующую анодную характеристику.

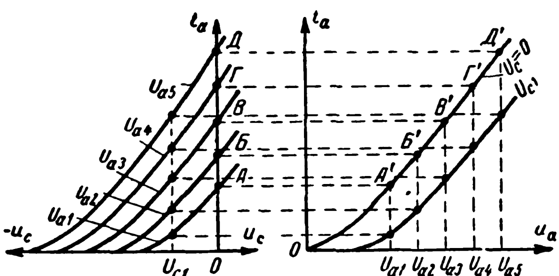


Рис. 6-18. Построение семейства анодных характеристик по семейству анодно-сеточных характеристик.

Аналогично строится семейство анодно-сеточных характеристик по заданному семейству анодных характеристик. Вертикальная линия в семействе анодных характеристик, соответствующая постоянному анодному напряжению, переносится по точкам в систему координат i_a, u_c и становится там анодно-сеточной характеристикой. Такие перестроения тем точнее, чем больше характеристик имеется в заданном семействе.

В импульсном режиме в лампах могут быть получены анодные токи, во много раз большие, нежели в режиме непрерывной работы. Импульсный режим достигается подачей на анод и сетку кратковременных повышенных напряжений. Характеристики ламп для импульсного режима отличаются от характеристик, соответствующих режиму непрерывной работы. Обычно для расчета работы ламп в импульсном режиме пользуются анодными характеристиками, снятыми при определенной длительности $\tau_и$ и частоте повторения $f_п$ импульсов. Увеличение $\tau_и$ и $f_п$ вызывает уменьшение анодного и сеточного токов вследствие «отравления» катода.

Для примера на рис. 6-19 показаны обычные и импульсные характеристики лампы 6Н8С. Семейство обычных характеристик (рис. 6-19, *а*) соответствует сеточным напряжения от 0 до —12 *в*, анодным напряжениям до 300 *в* и анодным токам до 18 *ма*. Это характерно для режима непрерывной работы лампы 6Н8С в усилителях, генераторах и т. д. Импульсные характеристики (рис. 6-19, *б*) даны

для значений $\tau_и = 2$ *мксек* и $f_п = 1\,000$ *гц*. Они соответствуют сеточным напряжениям до +200 *в*, анодным напряжениям до 600 *в* и токам анода и сетки до 2 000 *ма*. В семействе импульсных характеристик внизу заштрихована маленькая область, в которой находится семейство характеристик, показанных на рис. 6-19, *а*.

Импульсные характеристики нельзя снимать обычными методами, подавая на лампу постоянные напряжения, так как мощности, выделяющиеся на аноде и сетке, во много раз превысят допустимые значения. Кроме того, импульсные характеристики зависят от длительности и частоты повторения импульсов. Эти характеристики снимают

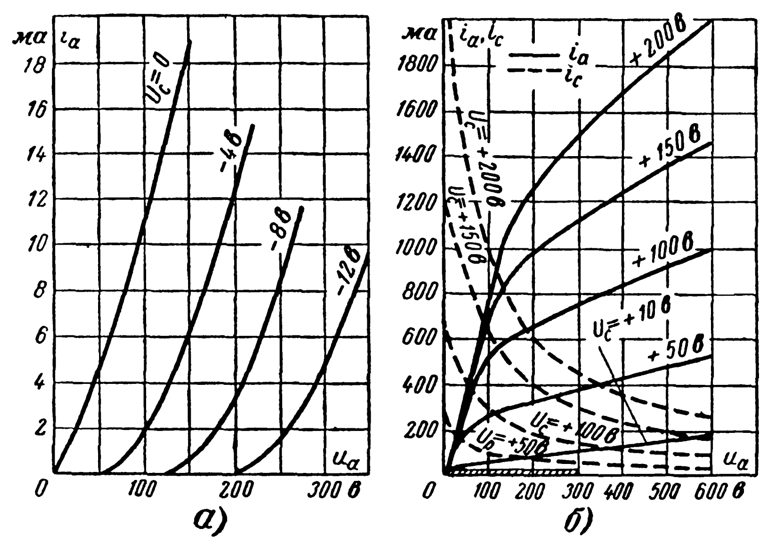


Рис. 6-19. Семейство анодных характеристик триода 6Н8С при отрицательных сеточных напряжениях (*а*) и его импульсные характеристики для больших положительных напряжений сетки (*б*).

с помощью специальных схем, в которых лампа работает в заданном импульсном режиме.

Обычные характеристики при больших токах, например в области положительных сеточных напряжений, также следует снимать, не допуская значительный и длительный перегрев анода или сетки. Измерения надо делать по возможности быстро.

6-4. ПАРАМЕТРЫ ТРИОДА

К параметрам триода можно отнести известные нам величины: напряжение накала $U_н$, ток накала $I_н$, эмиссию катода I_e, допустимую мощность, выделяемую на аноде $P_{а.доп}$, допустимое напряжение между подогревателем и катодом $U_{п.к.доп}$. Кроме того, обычно указываются рекомендуемые заводом нормальные постоянные анодное и сеточное напряжения и соответствующий им постоянный анодный ток. Однако

они не являются обязательными и во многих случаях лампы работают при других питающих напряжениях. Допустимо понижение анодного напряжения. Возможно и его повышение, но оно не должно приводить к чрезмерному увеличению мощности, выделяемой на аноде. Иногда указывают допустимое значение анодного напряжения. Допустимое обратное напряжение для триодов не указывается, так как у них на аноде не бывает высокого отрицательного напряжения. Для триодов, работающих в импульсном режиме, указывают допустимый импульс анодного или катодного тока.

Главными параметрами триода, определяющими его качества и возможность применения для тех или иных целей, являются: крутизна характеристики (короче крутизна), внутреннее сопротивление и коэффициент усиления.

Рассмотрим параметры триода, характеризующие его работу без нагрузочного сопротивления в анодной цепи. Такие параметры ранее называли статическими.

Крутизна (S). *Крутизна характеризует управляющее действие сетки, т. е. влияние сеточного напряжения на анодный ток.*

Если при постоянном анодном напряжении изменить сеточное напряжение на величину Δu_c и при этом анодный ток изменится на величину Δi_a, то крутизна определится по формуле

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_c} \text{ при } u_a = \text{const}. \quad (6\text{-}21)$$

Крутизна представляет собой отношение изменения анодного тока к вызвавшему его изменению сеточного напряжения при постоянном анодном напряжении. Условие $u_a = \text{const}$ необходимо для того, чтобы крутизна характеризовала действие только одного сеточного напряжения.

Выражают крутизну в миллиамперах на вольт (*ма/в*) или амперах на вольт (*а/в*). Можно сказать, что *величина крутизны показывает, на сколько миллиампер изменяется анодный ток при изменении сеточного напряжения на 1 в, если анодное напряжение постоянно.* Например, если $\Delta u_c = 2$ *в* и $\Delta i_a = 6$ *ма*, то крутизна равна: $S = 6 : 2 = 3$ *ма/в*.

Понятия крутизны для триода и диода различны. Крутизна диода имеет смысл внутренней проводимости для переменного тока и является величиной, обратной внутреннему сопротивлению. А крутизна триода, хотя и имеет размерность проводимости, не представляет собой внутреннюю проводимость участка сетка — катод. При вычислении проводимости необходимо брать ток и напряжение, относящиеся к одной и той же цепи. Но в определении крутизны триода изменение напряжения относится к сеточной цепи, а изменение тока — к анодной цепи. Сеточное напряжение влияет на анодный ток, но этот ток создается не сеточным напряжением, а анодным.

Современные триоды имеют крутизну в пределах 1—50 *ма/в*. *Чем больше крутизна, тем лучше лампа.* Это понятно: ведь главное свойство триода заключается в том, что сетка управляет анодным током. А чем больше крутизна, тем сильнее управляющее действие сетки. В большинстве случаев крутизна составляет единицы миллиампер на вольт; если она выше 10 *ма/в*, то считается уже высокой.

Крутизна зависит от конструкции электродов и режима работы лампы. Теоретически из закона степени трех вторых для крутизны

триода с плоскими электродами, работающего без сеточного тока, т. е. при $u_c < 0$, получается выражение

$$S = 3{,}5 \cdot 10^{-6} \frac{Q_a}{d^2_{с.к}} \sqrt{u_c + Du_a}. \qquad (6\text{-}22)$$

Как видно, крутизна увеличивается при увеличении рабочей поверхности анода и уменьшении расстояния сетка — катод. Последнее влияет особенно сильно, так как $d_{с.к}$ стоит в квадрате в знаменателе. При очень малом расстоянии $d_{с.к}$ крутизна может уменьшиться из-за сильно выраженного «островкового эффекта».

Если сетку делать более редкой, то D увеличивается и по формуле (6-22) получается, что S также возрастает. Однако это неправильно, так как при очень редкой сетке за счет «островкового эффекта» S уменьшится. Например, если, уменьшая число проводников сетки, в конце концов оставить у нее только один проводник, то ясно, что при такой «сетке» крутизна будет очень малой. Вследствие влияния островкового эффекта для каждого значения $d_{с.к}$ существует наивыгоднейшая (оптимальная) густота сетки, при которой крутизна максимальна. Это показывает график зависимости S от числа проводов сетки n на 1 *см* ее длины (рис. 6-20). При меньшем $d_{с.к}$ максимальная крутизна $S_{макс}$ будет выше и получается при

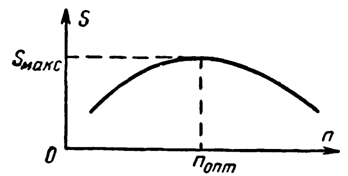
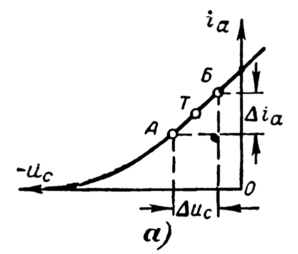


Рис. 6-20. Зависимость крутизны от густоты сетки.



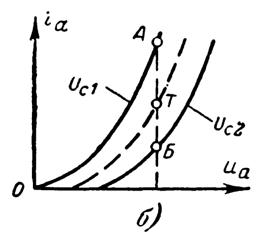


Рис. 6-21. Определение крутизны из характеристик.

более густой сетке, т. е. при большем $n_{опт}$. Формула (6-22) показывает, что с повышением напряжений сетки и анода крутизна увеличивается.

Приведенная формула при $u_c > 0$ несправедлива, так как в этом случае закон степени трех вторых определяет не анодный ток, а катодный.

Рассмотрим определение крутизны из характеристик. В пределах линейного участка анодно-сеточной характеристики крутизна имеет наибольшее значение. Крутизна S связана с наклоном характеристики. Чем круче идет анодно-сеточная характеристика, тем больше S. Величина S пропорциональна тангенсу угла наклона касательной к характеристике. Наиболее просто крутизна определяется методом двух точек (рис. 6-21, *а*). Для линейного участка характеристики найденное значение можно отнести к любой точке участка.

Если же участок между точками A и $Б$ нелинейный, то определенная этим методом крутизна $S_{AБ}$ является средней крутизной данного участка, так как $S_A < S_Б$. В случае, если нелинейность не очень велика, $S_{AБ}$ с хорошим приближением равна крутизне средней точки T участка $AБ$: $S_{AБ} \approx S_T$. Наиболее точно крутизну в данной точке можно определить методом касательной.

На нижнем изгибе характеристики крутизна уменьшается и доходит до нуля в начальной точке характеристики; это объясняется возрастанием потенциального барьера у катода. Для верхнего изгиба характеристики крутизна также уменьшается.

При определении крутизны из анодных характеристик (рис. 6-21, *а*) применяют метод двух точек, а метод касательной непригоден, так как наклон этих характеристик не связан непосредственно с крутизной. Следует взять на двух характеристиках для U_{c1} и U_{c2} точки A и $Б$, соответствующие одному и тому же анодному напряжению. Изменение тока Δi_a при переходе от точки A к точке $Б$ надо разделить на соответствующее изменение напряжения $\Delta u_c = U_{c1} - U_{c2}$. Поскольку характеристики нелинейны и сдвигаются не строго пропорционально напряжению u_c, найденная таким путем крутизна $S_{AБ}$ является средней для участка $AБ$. Если этот участок не очень большой, то с достаточной точностью можно принять, что найдена крутизна для точки T на средней характеристике, соответствующей напряжению $\frac{1}{2}(U_{c1} + U_{c2})$.

Иначе говоря, если требуется определить из анодных характеристик крутизну в данной точке T, то следует взять приращения тока и напряжения между точками A и $Б$, лежащими на соседних характеристиках, по отношению к которым точка T является средней точкой.

При переходе на нижний изгиб анодных характеристик расстояния между ними по вертикали уменьшаются, т. е. уменьшается Δi_a, а $\Delta u_c = U_{c1} - U_{c2}$ остается постоянным. Следовательно, крутизна на нижнем изгибе уменьшается.

Внутреннее сопротивление (R_i). Оно имеет тот же смысл, что и в диоде, т. е. является внутренним сопротивлением между анодом и катодом для переменного анодного тока. Но при определении R_i для триода необходимо обусловить постоянство сеточного напряжения. Если при изменении анодного напряжения на Δu_a анодный ток изменяется на Δi_a, то внутреннее сопротивление равно:

$$R_i = \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} \text{ при } u_c = \text{const}. \qquad (6\text{-}23)$$

Например, при $\Delta u_a = 50$ *в* и $\Delta i_a = 2$ *ма* получаем:

$$R_i = 50 : 2 = 25 \textit{ ком}$$

Внутреннее сопротивление характеризует влияние изменения анодного напряжения на анодный ток. Чем больше R_i, тем слабее влияние анода на анодный ток. Действительно, при более высоком R_i для получения прежнего Δi_a надо изменить в большей степени анодное напряжение, а если Δu_a будет прежним, то получится меньшее Δi_a.

Таким образом, если крутизна оценивает действие сетки на анодный ток, то внутреннее сопротивление позволяет оценить влияние анода. И чтобы учитывать изменение анодного тока только под влия-

нием анодного напряжения, R_i определяют при постоянном сеточном напряжении.

Вместо R_i можно рассматривать внутреннюю проводимость, которая равна:

$$G_i = \frac{1}{R_i} = \frac{\Delta i_а}{\Delta u_а} \text{ при } u_с = \text{const}. \qquad (6\text{-}24)$$

Она имеет некоторое сходство с крутизной триода. Как известно, крутизна триода S показывает, на сколько изменяется анодный ток при изменении сеточного напряжения на 1 *в*. Подобно этому внутренняя проводимость G_i показывает, на сколько изменяется анодный ток при изменении анодного напряжения на 1 *в*. Однако принято пользоваться величиной R_i, а не G_i, хотя они совершенно равноправны. Вообще всегда можно заменить сопротивление проводимостью или наоборот. От этого суть дела не изменится.

Внутреннее сопротивление для триодов порядка 0,5—100 *ком*. В большинстве случаев R_i бывает от нескольких килоом до 10—30 *ком*. Малое R_i порядка сотен ом встречается лишь у специальных триодов. Указанные значения R_i относятся к работе лампы в области линейных участков характеристик.

Величина R_i зависит, как и крутизна, от конструкции электродов и режима работы лампы, т. е. от напряжений сетки и анода. На основании закона степени трех вторых можно получить следующую формулу для R_i (в случае триода с плоскими электродами и при $u_с < 0$):

$$R_i = \frac{d^3_{с.к}}{3{,}5 \cdot 10^{-6} Q_а D \sqrt{u_с + D u_а}}. \qquad (6\text{-}25)$$

Из формулы видно, что R_i уменьшается при уменьшении $d_{с.к}$ и увеличении $Q_а$. Однако влияние $d_{с.к}$ довольно сложно, так как от $d_{с.к}$ зависит и проницаемость D, входящая в формулу. Если D возрастает, например, когда сетка делается более редкой, то R_i уменьшается. Это объясняется тем, что сквозь более редкую сетку анод сильнее действует на потенциальный барьер у катода, а значит, и на анодный ток. Расстояние $d_{а.к}$ в явном виде не входит в формулу. Но при увеличении $d_{а.к}$ влияние анода уменьшается. От этого увеличивается R_i и уменьшается D. Из формулы (6-25) видно, что с уменьшением проницаемости D внутреннее сопротивление R_i возрастает. Вообще же наиболее сильно на R_i влияет густота сетки. Чем гуще сетка, тем больше R_i.

Формула (6-25) показывает, что при уменьшении сеточного и анодного напряжений R_i возрастает. Это объясняется повышением потенциального барьера.

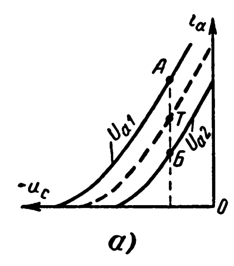
Для определения R_i из анодно-сеточных характеристик необходимо взять при постоянном сеточном напряжении приращение $\Delta i_а$ между точками $А$ и $Б$ на характеристиках для напряжений $U_{а1}$ и $U_{а2}$ (рис. 6-22, *а*). Разделив $\Delta u_а = U_{а1} - U_{а2}$ на $\Delta i_а$, получим R_i, соответствующее средней точке $Т$ отрезка $АБ$. Можно считать, что в этой точке анодное напряжение среднее между $U_{а1}$ и $U_{а2}$, т. е. равно $^1/_2\,(U_{а1} + U_{а2})$.

У анодных характеристик (рис. 6-22, *б*) внутреннее сопротивление связано с наклоном этих характеристик. Чем круче они идут, тем меньше R_i. Таким образом, геометрическая крутизна анодных характеристик связана с R_i, а не с крутизной S. Величина R_i про-

порциональна котангенсу угла наклона α касательной, проведенной к анодной характеристике в заданной точке (рис. 6-22, *б*), а внутренняя проводимость G_i пропорциональная тангенсу угла α.

Практически удобно определять R_i методом двух точек (рис. 6-22,*б*). В этом случае найденное R_i является средним для участка *АБ*. Если он не имеет очень большой нелинейности, то можно считать, что найденное R_i относится к средней точке *Т* этого участка.

Величина R_i приближенно постоянна на линейных участках анодно-сеточных и анодных характеристик. При переходе на нижний изгиб R_i возрастает из-за повышения потенциального барьера и приближается к бесконечности в начальных точках характеристик.



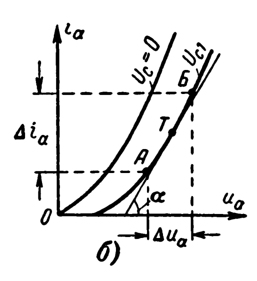


Рис. 6-22. Определение внутреннего сопротивления из характеристик.

У триода внутреннее сопротивление постоянному току R_0 не равно R_i и определяется, как обычно, по закону Ома:

$$R_0 = \frac{u_a}{i_a}. \qquad (6\text{-}26)$$

Чтобы подчеркнуть различие между R_0 и R_i иногда сопротивление переменному току называют д и ф ф е р е н ц и а л ь н ы м, а R_0 — с т а т и ч е с к и м. Для диода R_i и R_0 не очень отличаются друг от друга (теоретически для диода $R_0 = \frac{3}{2} R_i$). В триоде разница между R_0 и R_i может быть весьма большой. Сопротивление R_0 не считается параметром лампы, так как оно не остается постоянным даже на линейных участках характеристик. Особенно сильно R_0 изменяется под влиянием сеточного напряжения. При постоянном анодном напряжении с увеличением напряжения сетки анодный ток растет, а, следовательно, R_0 уменьшается. Проводимость для постоянного тока G_0 вакуумного промежутка анод—катод зависит от количества электронов, находящихся в нем. При изменении сеточного напряжения в положительную сторону все большее количество электронов из облачка, окружающего катод, движется к аноду и заполняет пространство между анодом и катодом. Проводимость этого промежутка возрастает, а сопротивление уменьшается. При $u_c < 0$ обычно R_0 значительно превышает R_i, а при $u_c > 0$, когда анодный ток большой, R_0, наоборот, меньше R_i.

Коэффициент усиления (μ) и проницаемость (*D*). Эти важные параметры нам известны, но необходимо изучить их более подробно. Следует подчеркнуть, что они являются наиболее трудными для понимания.

Как известно, сетка действует значительно сильнее, нежели анод, и эта разница в действия сетки и анода характеризуется коэффициентом усиления μ. *Коэффициент усиления показывает, во сколько раз изменение напряжения сетки действует на анодный ток сильнее, чем такое же изменение анодного напряжения.*

Например, пусть для изменения анодного тока на 1 *ма* нужно изменить анодное напряжение на 40 *в*, а напряжение сетки для такого же изменения анодного тока достаточно изменить лишь на 2 *в*. Очевидно, что сетка действует в 20 раз сильнее, и $\mu = 20$.

Если одно и то же изменение анодного тока $\Delta i_а$ получается либо при изменении анодного напряжения $\Delta u_а$, либо при изменении сеточного напряжения $\Delta u_с$, то

$$\mu = \frac{\Delta u_а}{\Delta u_с}. \tag{6-27}$$

Таким образом, *коэффициент усиления равен отношению эквивалентных изменений анодного и сеточного напряжений, причем эквивалентность следует понимать по воздействию на анодный ток.*

Надо обратить внимание на то, что берется отношение не произвольных величин $\Delta u_а$ и $\Delta u_с$, а таких, которые вызывают одно и то же изменение анодного тока.

К выражению (6-27) можно прийти и другим путем. Известно, что действие напряжения сетки на анодный ток характеризуется крутизной S, а подобной же величиной, характеризующей действие анодного напряжения, является внутренняя проводимость G_i. Чтобы определить, во сколько раз действие сеточного напряжения сильнее, чем действие анодного напряжения, надо взять отношение S к G_i. Оно должно быть равно μ:

$$\mu = \frac{S}{G_i}, \tag{6-28}$$

а так как $G_i = 1/R_i$, то

$$\mu = SR_i. \tag{6-29}$$

Эта формула, связывающая три основных параметра, весьма важна и часто применяется при расчетах. Ее иногда не очень удачно называют в н у т р е н н и м у р а в н е н и е м л а м п ы, или ф о р м у л о й Б а р к г а у з е н а. Из формулы (6-29) следует, что если два параметра имеют какие-то значения, то третий параметр имеет не любое значение, а то, которое удовлетворяет данному уравнению. Зная два параметра, можно всегда найти третий. При этом, если взять R_i в омах, S следует выражать в амперах на вольт. Для расчетов удобно R_i выражать в килоомах, а крутизну — в миллиамперах на вольт. Например, если $S = 4$ *ма/в* и $R_i = 10$ *ком*, то $\mu = 4 : 10 = 40$.

Заменим в формуле (6-29) S на $\Delta i_а/\Delta u_с$ и R_i на $\Delta u_а/\Delta i_а$, причем пусть $\Delta i_а$ в выражениях для S и R_i одинаковы. Тогда

$$\mu = SR_i = \frac{\Delta i_а}{\Delta u_с}\frac{\Delta u_а}{\Delta i_а} = \frac{\Delta u_а}{\Delta u_с}.$$

Как видно, мы пришли к формуле (6-27), определяющей коэффициент усиления.

Можно также дать для μ несколько иное определение. *Коэффициент усиления есть абсолютное значение отношения изменений анод-*

ного и сеточного напряжений, компенсирующих друг друга, т. е. уравновешивающих свои действия на анодный ток.

Если, например, увеличение (изменение в положительную сторону) анодного напряжения на Δu_a дает возрастание анодного тока на Δi_a, то для компенсации этого изменения, т. е. возврата анодного тока к прежнему значению, надо его уменьшить на ту же величину Δi_a (изменить на $-\Delta i_a$). Для этого требуется уменьшить, т. е. изменить в отрицательную сторону, сеточное напряжение на Δu_c. Таким образом, изменения Δu_a и Δu_c, компенсирующие друг друга, должны быть разных знаков. Но коэффициент усиления положителен. Отрицательное значение μ для нормального режима работы лампы не имеет физического смысла. Поэтому формулу для μ пишут так

$$\mu = -\frac{\Delta u_a}{\Delta u_c} \text{ при } i_a = \text{const}, \qquad (6\text{-}30)$$

или иначе

$$\mu = \left|\frac{\Delta u_a}{\Delta u_c}\right| \text{ при } i_a = \text{const}. \qquad (6\text{-}31)$$

Эти формулы показывают, что для сохранения постоянства анодного тока надо изменить напряжение анода и сетки в разные стороны и при этом Δu_a должно быть в μ раз больше, чем Δu_c. Следовательно, в данных формулах изменения напряжений Δu_a и Δu_c не являются произвольными, а связаны условием постоянства анодного тока. Знак минус в формуле (6-30) и символ абсолютного значения в формуле (6-31) поставлены для того, чтобы μ получился положительным.

Название «коэффициент усиления» подчеркивает, что этот параметр характеризует усиление переменного напряжения лампой. Процесс усиления будет рассмотрен далее, а здесь приведем лишь следующие пояснения.

Пусть, например, лампа имеет $\mu = 10$ и $S = 3$ *ма/в*. Тогда при подведении к сетке переменного напряжения с амплитудой $U_{mc} = 2$ *в* в анодной цепи получается переменная составляющая тока с амплитудой 6 *ма*. Иначе говоря, изменение сеточного напряжения на 2 *в* создает изменение анодного тока на 6 *ма*. Если генератор с переменной э. д. с. 2 *в* включить в анодную цепь, то изменение анодного тока будет в 10 раз слабее, так как $\mu = 10$. Переменная составляющая анодного тока будет иметь амплитуду, в 10 раз меньшую, т. е. 0,6 *ма*.

Чтобы получить при включении генератора переменной э. д. с. в анодную цепь переменную составляющую анодного тока с амплитудой 6 *ма*, надо амплитуду э. д. с. генератора взять не 2 *в*, а 20 *в*, т. е. в 10 раз больше. Таким образом, подача переменного напряжения на сетку создает в анодной цепи переменный ток такой величины, как и от генератора, имеющего э. д. с. в 10 раз больше, но включенного в анодную цепь. Иначе говоря, действие переменного сеточного напряжения с амплитудой 2 *в* равноценно включению в анодную цепь генератора с переменной э. д. с. $2 \cdot 10 = 20$ *в*.

В данном случае, как и во многих других, мы судим об э. д. с., действующей в цепи, по величине тока, создаваемого этой э. д. с. Отсюда следует, что *триод, на сетку которого подано переменное напряжение, можно рассматривать как генератор переменной э. д. с., действующий в анодной цепи.*

Итак, при подаче на сетку переменного напряжения U_{mc} лампа действует в анодной цепи как генератор в μ раз большей переменной э. д. с., т. е. равной μU_{mc}. Сама лампа, работая как генератор пере-

менного анодного тока, получает энергию постоянного тока от анодного источника. Как видно, коэффициент усиления μ действительно показывает, во сколько раз увеличивается переменное напряжение с помощью лампы. В дальнейшем мы узнаем, что удается получать усиление напряжения меньше, чем в μ раз.

Триоды имеют μ в пределах 3—100. Чаще всего μ бывает порядка 10—30.

Существует ряд формул, позволяющих рассчитать μ по геометрическим размерам электродов. Приводим наиболее простую из них, пригодную для триодов с плоскими электродами, имеющими сетку из параллельных проводов:

$$\mu \approx 80 d_{\text{а.с}} \delta_{\text{с}} n^2 + 1, \qquad (6\text{-}32)$$

где $d_{\text{а.с}}$ — расстояние анод—сетка; $\delta_{\text{с}}$ — диаметр провода сетки и n — число проводов сетки на 1 *см* ее длины.

Из формулы видно, что μ определяется, главным образом, густотой сетки, которая зависит от величин $\delta_{\text{с}}$ и n. Чем больше $\delta_{\text{с}}$ и n, тем выше μ, так как более густая сетка в большей степени экранирует катод от анода. Особенно сильно влияет величина n, которая стоит в квадрате. Положение сетки между анодом и катодом, определяемое расстоянием $d_{\text{а.с}}$, влияет меньше, так как $d_{\text{а.с}}$ входит в формулу в первой степени. В случае очень малого расстояния сетка—катод эта формула дает значительную ошибку за счет «островкового» эффекта.

Все сказанное о коэффициенте усиления можно соответственно отнести и к проницаемости — величине, обратной коэффициенту усиления:

$$D = \frac{1}{\mu}. \qquad (6\text{-}1)$$

Понятие проницаемости введено при замене триода эквивалентным диодом, и величина D входит в выражение для действующего напряжения. Анодный ток эквивалентного диода равен катодному току триода. Проницаемость D характеризует ослабление действия анодного напряжения на катодный ток, а коэффициент усиления оценивает соотношение действий анодного и сеточного напряжений на анодный ток. Следовательно, формулы для определения D надо писать так:

$$D = \frac{\Delta u_{\text{с}}}{\Delta u_{\text{а}}} \qquad (6\text{-}33)$$

при одном и том же $\Delta i_{\text{к}}$ или

$$D = -\frac{\Delta u_{\text{с}}}{\Delta u_{\text{а}}} \text{ при } i_{\text{к}} = \text{const}, \qquad (6\text{-}34)$$

или, наконец,

$$D = \left| \frac{\Delta u_{\text{с}}}{\Delta u_{\text{а}}} \right|_{i_{\text{к}} = \text{const}}. \qquad (6\text{-}35)$$

Как видно, μ и D определяются при различных условиях. Поэтому при наличии сеточного тока, когда $i_{\text{к}} > i_{\text{а}}$, равенство (6-1) является приближенным. Чем больше сеточный ток, тем больше разница между D и $1/\mu$. И только при $i_{\text{с}} = 0$, когда $i_{\text{к}} = i_{\text{а}}$, равенство (6-1) становится точным. В большинстве случаев лампы работают в режиме, когда сеточный ток отсутствует или очень мал. Поэтому обычно пользуются равенством (6-1) без особых оговорок.

Если в уравнении (6-29), связывающем параметры, заменить μ на D, то оно примет вид:

$$DR_iS = 1. \qquad (6\text{-}36)$$

Для определения коэффициента усиления (или проницаемости) из характеристик в любой системе координат надо иметь не менее двух характеристик. Величину μ находят по методу двух точек (рис. 6-23). Если даны анодно-сеточные характеристики для напряжений U_{a1} и U_{a2} (рис. 6-23, *а*), то следует взять на них точки *А* и *Б* для одного и того же анодного тока. Отрезок *АБ* выражает величину Δu_c, а соответствующее изменение анодного напряжения равно $\Delta u_a = U_{a1} - U_{a2}$. Разделив Δu_a на Δu_c, получим μ. Так как анодно-сеточные характеристики сдвигаются не строго пропорционально анодному напряжению, то найденное значение μ является средним для участка *АБ*. С достаточной точностью оно соответствует средней

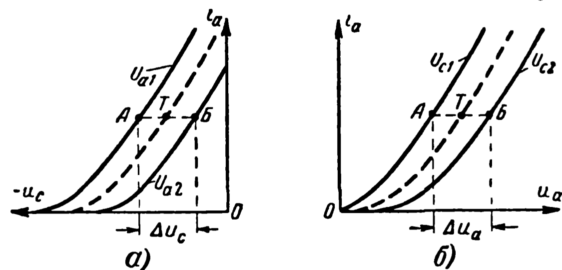


Рис. 6-23. Определение коэффициента усиления из характеристик.

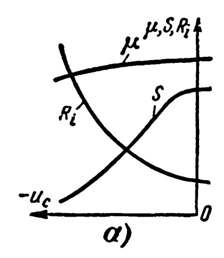
точке *Т* участка *АБ*, лежащей на характеристике для анодного напряжения $\frac{1}{2}(U_{a1} + U_{a2})$.

Описанный метод соответствует определению μ по формуле (6-30). Действительно, в точке *А* анодный ток имеет значение, соответствующее анодному напряжению U_{a1} и определенному сеточному напряжению. Переход в точку *Б* означает, что анодное напряжение уменьшено на $\Delta u_a = U_{a1} - U_{a2}$, а сеточное напряжение изменено в положительную сторону на Δu_c. При этом анодный ток остается прежним. Следовательно, отношение данных величин Δu_a и Δu_c в соответствии с формулой (6-30) действительно равно μ.

На разных участках характеристик μ изменяется мало, так как расстояние между характеристиками по горизонтали (отрезок *АБ*) почти постоянно. При переходе на нижний изгиб это расстояние, выражающее Δu_c, несколько возрастает, а Δu_a остается постоянным. Поэтому μ на нижнем изгибе незначительно уменьшается. Ранее было показано, что причиной этого является островковый эффект. О малом изменении μ говорит и формула $\mu = SR_i$. На нижнем изгибе крутизна S уменьшается, а R_i увеличивается; следовательно, их произведение изменяется значительно меньше. Таким образом, коэффициент усиления (или проницаемость) является наиболее постоянным параметром.

Нахождение μ из анодных характеристик аналогично рассмотренному выше определению μ из анодно-сеточных характеристик. Точки *А* и *Б* берутся при одном и том же токе на двух характери-

стиках для U_{c1} и U_{c2} (рис. 6-23, *б*). Отрезок *АБ* выражает изменение анодного напряжения Δu_a. Разделив Δu_a на $\Delta u_c = U_{c1} - U_{c2}$, получим значение μ, которое является средним для участка *АБ* и достаточно близко к величине μ в средней точке *Т*. Можно считать, что



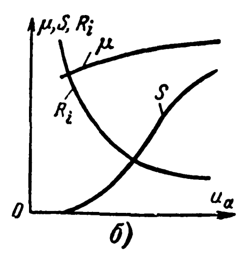


Рис. 6-24. Изменение параметров триода при изменении напряжений сетки (*а*) и анода (*б*).

точка *Т* лежит на характеристике для сеточного напряжения, среднего между U_{c1} и U_{c2}. Из анодных характеристик также видно, что μ лишь незначительно уменьшается при переходе с линейных участков на нижний изгиб, так как характеристики идут слегка расходящимся пучком и в области нижнего изгиба отрезок *АБ* несколько уменьшается.

Все сказанное о нахождении μ из характеристик относится и к определению проницаемости *D*.

Полученные с помощью анодно-сеточных и анодных характеристик выводы об изменении параметров на разных участках характеристик показаны на графиках зависимости параметров *S*, R_i и μ от сеточного (рис 6-24, *а*) и анодного (рис. 6-24, *б*) напряжений.

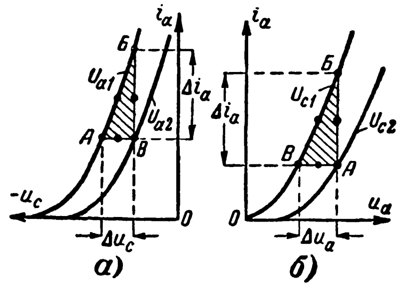


Рис. 6-25. Характеристические треугольника для определения параметров.

Помимо метода двух точек для нахождения параметров иногда пользуются характеристическими треугольниками. На рис. 6-25 показано определение параметров с помощью треугольника *АБВ*, построенного между двумя анодно-сеточными (рис. 6-25, *а*) или анодными (рис. 6-25, *б*) характеристиками. Для линейных участков характеристик и при условии, что характеристики сдвигаются пропорционально напряжению, найденные параметры можно отнести к любой точке в пределах треугольника.

Если же учесть свойства действительных характеристик, то ясно, что найденные методом одного треугольника параметры являются средними для области, охватываемой треугольником *АБВ*. Точнее, крутизну *S* следует относить к средней точке между *А* и *Б*; R_i близко к значению этого параметра в средней точке между *Б* и *В*, а μ соответствует средней точке между *А* и *В*.

Более точно определение параметров для заданной точки делают по методу двух треугольников (рис. 6-26, *а*). Заданная точка T является общей вершиной треугольников $АБТ$ и $ВГТ$. Эти треугольники должны быть по возможности одинакового размера. Можно построить около точки T и другие пары треугольников, расположенные симметрично относительно точки T, чтобы наиболее полно учесть нелинейность характеристик.

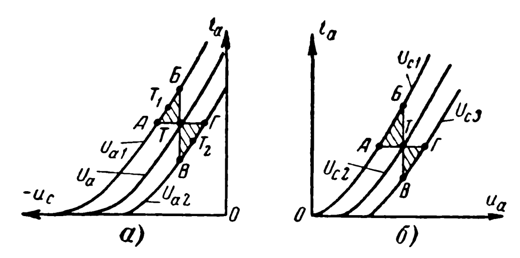


Рис. 6-26. Определение параметров в заданной точке методом двух треугольников.

Находим параметры из одного треугольника S_1, R_{i1}, μ_1 и из другого S_2, R_{i2} и μ_2. Параметры для точки T определяются как средние из найденных двух значений:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}; \quad R_{i_T} = \frac{R_{i1} + R_{i2}}{2}; \quad \mu_T = \frac{\mu_1 + \mu_2}{2}. \qquad (6\text{-}37)$$

Действительно, крутизна S_1 соответствует точке T_1, а крутизна S_2 — точке T_2. Заданная точка T является примерно средней между T_1 и T_2, и поэтому крутизну S_T следует находить как среднее арифметическое S_1 и S_2. Подобное рассуждение справедливо также в отношении R_{iT} и μ_T.

Рис. 6-27. К экспериментальному определению параметров триода

Определение параметров методом треугольников из анодных характеристик (рис. 6-26, *б*) производится аналогично.

Существует много методов измерения параметров. Их рассмотрение относится к области радиоизмерений Остановимся лишь на простейшем измерении параметров по методу треугольника.

В этом случае устанавливают напряжения U_{c1} и U_{a1}, близкие к тем, для которых желательно определить параметры, и измеряют ток i_{a1} (рис. 6-27). Такой режим соответствует вершине $А$ характеристического треугольника. Далее, не меняя анодного напряжения U_{a1}, устанавливают новое сеточное напряжение U_{c2} и измеряют новое значение тока i_{a2} (точка $Б$). Для получения более точных результатов изменение сеточного напряжения не должно быть слишком большим. Наконец, оставляя сеточное напряжение U_{c2}, изменяют анодное напряжение до значения U_{a2}, при котором анодный ток принимает прежнее значение i_{a1} (точка $В$). Тогда получаются необходимые для вычис-

ления параметров приращения: $\Delta i_a = i_{a2} - i_{a1}$; $\Delta u_c = U_{c2} - U_{c1}$; $\Delta u_a = U_{a1} - U_{a2}$.

Приводимые в справочниках параметры относятся к режиму, указанному в справочнике значениями напряжений на электродах. Если лампа работает в ином режиме с другими питающими напряжениями, то параметры изменяются (особенно S и R_i). Поэтому на практике часто определяют из характеристик параметры для выбранного режима, если он отличается от рекомендованного в справочнике.

Параметры диодной части триода. Участок сетка — катод подобен диоду. Для него можно повторить все, что говорилось о параметрах диода. Внутреннее сопротивление переменному сеточному току равно:

$$R_{i\,c} = \frac{\Delta u_c}{\Delta i_c} \text{ при } u_a = \text{const}. \tag{6-38}$$

Это сопротивление, как и в обычном диоде, бывает от сотен до 1 000 *ом* и имеет наименьшее значение при $u_a = 0$, когда характеристика $i_c = f(u_c)$ идет наиболее круто (см. рис. 6-15). С повышением анодного напряжения R_{ic} увеличивается. Крутизна характеристики сеточного тока является внутренней проводимостью участка сетка—катод для переменного тока и равна:

$$S_c = \frac{1}{R_{ic}} = \frac{\Delta i_c}{\Delta u_c} \text{ при } u_a = \text{const}. \tag{6-39}$$

Внутреннее сопротивление участка сетка—катод для постоянного тока R_{0c} определяется формулой

$$R_{0c} = \frac{u_c}{i_c}. \tag{6-40}$$

Как и в диоде, это сопротивление отличается от R_{ic}.

Так как при значительном сеточном токе возможен перегрев сетки, то важной величиной является допустимая мощность, выделяемая на сетке $P_{c.доп}$. Она зависит от размеров сетки, ее материала, конструкции, условий охлаждения и близости ее к катоду. Величина $P_{c.доп}$ всегда гораздо меньше, чем $P_{a.доп}$, так как сетка имеет малые размеры и расположена близко к катоду.

Если лампа имеет вольфрамовый катод, то за счет его сильного теплового излучения сетка заметно разогревается. А при активированном катоде, наоборот, раскаленная от электронной бомбардировки сетка может создать своим тепловым излучением значительный перегрев катода.

6-5. ТОК СЕТКИ В ТРИОДЕ

До сих пор мы считали, что ток сетки существует только при положительном сеточном напряжении, увеличиваясь при возрастании последнего, т. е. что характеристика $i_c = f(u_c)$ идет из начала координат (кривая *1* на рис. 6-28). Однако за счет начальных скоростей электронов, вылетающих из катода, контактной разности потенциалов и термо-э. д. с., действующих в сеточной цепи, характеристика тока сетки обычно начинается в другой точке. Часто она имеет начало в области небольших отрицательных сеточных напряжений (кривая *2*). Хотя ток сетки в этой области весьма невелик и у приемно-усилительных ламп составляет малые доли миллиампера, во многих случаях

с ним приходится считаться. Реже встречаются характеристики тока сетки, начинающиеся в области положительных сеточных напряжений (кривая 3). Они получаются тогда, когда контактная разность потенциалов создает на сетке отрицательное напряжение и действует сильнее начальной скорости электронов. Таким образом, изображение характеристики сеточного тока, идущей из начала координат, является приближенным.

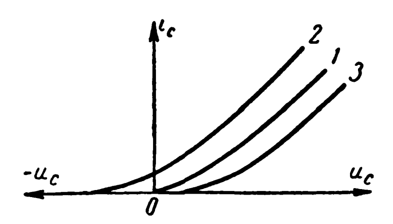


Рис. 6-28. Различные положения характеристики тока сетки.

В лампах, работающих при значительных положительных напряжениях на сетке, например генераторных, характеристики тока сетки часто имеют форму, показанную на рис. 6-29, *а*. При возрастании положительного сеточного напряжения ток сетки сначала увеличивается и достигает максимума, а затем уменьшается до минимума, который иногда располагается даже в области отрицательных значений тока (кривая 2). При дальнейшем увеличении напряжения ток снова растет.

Такое явление объясняется вторичной эмиссией сетки. Под ударами первичных электронов при положительном напряжении сетки не менее 10—20 *в* из нее выбиваются вторичные электроны. С увеличением сеточного напряжения коэффициент вторичной эмиссии растет и увеличивается поток первичных электронов i_{c1}, бомбардирующих

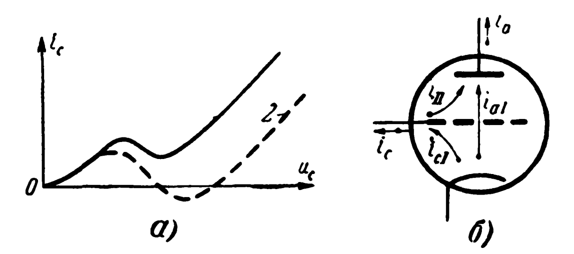


Рис. 6-29. Характеристика сеточного тока (*а*) и токи в триоде (*б*) при динатронном эффекте.

сетку (рис. 6-29, *б*). Вследствие этого возрастает число вторичных электронов. Их поток направляется на анод, имеющий более высокий положительный потенциал.

В цепи сетки появляется ток вторичных электронов i_{II}, имеющий направление, обратное току первичных электронов (рис. 6-29, *б*). Результирующий ток сетки $i_c = i_{c1} - i_{II}$ уменьшается и может даже изменить направление на обратное, если коэффициент вторичной эмиссии больше 1. При этом ток анода возрастает, так как к току i_{a1} первичных электронов, летящих от катода, добавляется ток вторичных электронов:

$$i_a = i_{a1} + i_{II}. \qquad (6\text{-}41)$$

Но когда сеточное напряжение превысит анодное, то поле между анодом и сеткой станет тормозящим для вторичных электронов и они будут возвращаться на сетку. В этом случае $i_{II} = 0$, а ток сетки равен току первичных электронов и возрастает при дальнейшем увеличении сеточного напряжения.

Явление возникновения тока вторичных электронов в цепи сетки, называемое **динатронным эффектом**, может дать нежелательные последствия. В частности, за счет динатронного эффекта иногда получается генерация паразитных колебаний. Это связано с тем, что на участке характеристики $i_c = f(u_c)$, соответствующем уменьшению тока за счет динатронного эффекта, сопротивление R_{ic} имеет отрицательную величину. Действительно, при положительном приращении сеточного напряжения Δu_c ток i_c уменьшается, т. е. $\Delta i_c < 0$. Следовательно,

$$R_{i\,c} = \frac{\Delta u_c}{\Delta i_c} < 0. \qquad (6\text{-}42)$$

Отрицательное сопротивление по физическому смыслу противоположно обычному положительному активному сопротивлению. Участок цепи с положительным сопротивлением является потребителем энергии переменного тока. А прибор, обладающий отрицательным сопротивлением, может быть генератором переменного тока. В мощных усилителях, работающих в таком режиме, когда некоторую часть периода напряжение сетки положительно, иногда за счет динатронного эффекта возникает генерация паразитных колебаний. Эти колебания могут иметь различные частоты в зависимости от того, какие паразитные резонансные контуры образуются из деталей сеточной цепи. Иногда эта частота соответствует диапазону ультракоротких волн.

Подобные паразитные колебания недопустимы, так как они нарушают нормальную работу усилителя. Для их устранения в провод вывода сетки ламп мощных усилителей обычно включают антипаразитный резистор, имеющий безындукционное активное сопротивление порядка десятков ом. Он увеличивает затухание паразитных резонансных контуров в цепи сетки и тем самым затрудняет возникновение генерации паразитных колебаний.

До сих пор мы считали, что при отрицательном сеточном напряжении ток сетки отсутствует. Но в действительности в этом случае существует очень небольшой сеточный ток. Он называется **обратным сеточным током**, потому что его направление противоположно направлению сеточного тока при положительном напряжении сетки (электроны обратного тока во внешних проводах сеточной цепи движутся по направлению к сетке). Обратный сеточный ток имеет несколько составляющих: **ионный ток**, **термоток** и **ток утечки**.

Ионный ток обычно составляет основную часть обратного тока сетки и наблюдается в лампах с несовершенным вакуумом. Характеристика тока сетки в этом случае имеет вид, показанный на рис. 6-30, *а*. При изменении напряжения сетки от запирающего значения в положительную сторону с появлением анодного тока электроны при движении к аноду сталкиваются с атомами газа и ионизируют их. Положительные ионы под действием поля движутся к отрицательно заряженной сетке и отбирают от нее электроны, превращаясь в нейтральные атомы. Сетка расходует электроны на нейтрализацию положительных ионов. Эта убыль пополняется благодаря действию

источника сеточного напряжения, и на сетке поддерживается отрицательный потенциал. Следовательно, в цепи сетки проходит ток, представляющий собой движение электронов в направлении от минуса источника E_c к сетке (рис. 6-30, *б*). Его называют ионным, потому что он вызван процессом ионизации газов в лампе.

Ионный ток сетки прибавляется к анодному току. Действительно, количество электронов, которое уходит в 1 *сек* от сетки на нейтрализацию ионов, равно количеству положительных ионов, подходящих за это время к сетке. При этом такое же количество электронов, выбитых из атомов при образовании этих ионов, движется к аноду, добавляясь к потоку электронов, идущих с катода на анод.

С уменьшением отрицательного напряжения сетки увеличивается анодный ток и возрастает ионизация. К сетке подходит большее число

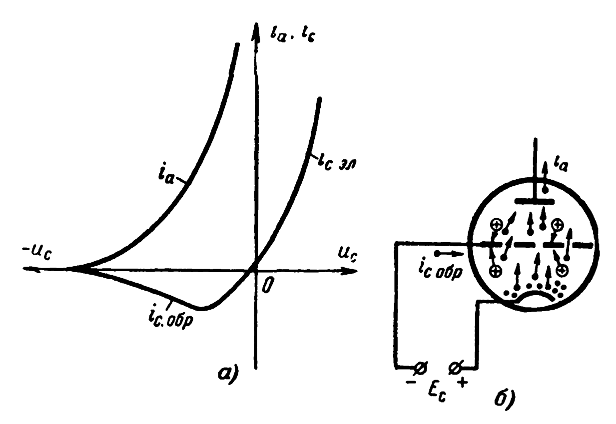


Рис. 6-30. Характеристики триода (*а*) и движение электронов и ионов (*б*) при плохом вакууме

ионов, ионный ток растет. Однако при приближении сеточного напряжения к нулю на сетку начинают попадать электроны и возникает электронный ток сетки. Он возрастает гораздо сильнее ионного тока, поскольку электроны являются во много раз более подвижными частицами, нежели ионы. Поэтому обратный сеточный ток уменьшается, и обычно уже при небольшом отрицательном напряжении ток сетки меняет свое направление (рис. 6-30, *а*). Далее при положительном напряжении сетки электронный ток резко возрастает и настолько преобладает над ионным, что последний уже практически не играет роли. Таким образом, при некотором отрицательном сеточном напряжении обратный ток сетки достигает максимума.

Если сетка имеет высокую температуру, то может возникнуть ток термоэлектронной эмиссии (термоток) сетки. Для уменьшения этого тока, а также динатронного эффекта сетки в мощных лампах провода сетки делают из металла с большой работой выхода и малым коэффициентом вторичной эмиссии.

Третьей составляющей обратного тока сетки является ток утечки, обусловленный несовершенством изоляции между сеткой и другими электродами.

Представляет интерес обнаружение и измерение обратного сеточного тока, так как по его величине можно судить о степени вакуума в лампе. Для непосредственного измерения этого тока нужен весьма чувствительный микроамперметр. Косвенным путем измеряют обратный ток сетки по изменению анодного тока при включении в цепь сетки резистора R с большим сопротивлением (рис. 6-31). Надо заметить значение анодного тока до и после включения резистора R. При плохом вакууме обратный ток создает на резисторе R падение напряжения Δu_c, которое уменьшает отрицательное сеточное напряжение, и тогда анодный ток возрастает на некоторую величину Δi_a. Зная крутизну лампы S, определяем изменение напряжения сетки: $\Delta u_c = \Delta i_a / S$, а затем обратный ток: $i_{с.обр} = \Delta u_c / R$.

Например, если лампа имеет $S = 2$ *ма/в* и при включении $R = 100$ *ком* анодный ток увеличивается на 0,5 *ма*, то

$$\Delta u_c = \frac{0{,}5}{2} = 0{,}25 \text{ в} \quad \text{и}$$

$$i_{с.обр} = \frac{0{,}25}{100} = 2{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ ма} = 2{,}5 \text{ мка}.$$

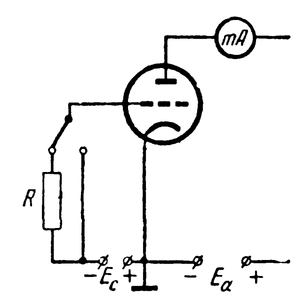


Рис. 6-31. Измерение обратного тока сетки по изменению анодного тока.

Если обратный ток ничтожно мал, то анодный ток до и после включения резистора R остается неизменным. Это свидетельствует о нормальном вакууме в лампе.

Величина обратного тока сетки в мощных лампах обычно не превосходит единиц микроампер, а в маломощных лампах — десятых долей микроампера. О вредном влиянии обратного тока сетки на работу лампы рассказано в гл. 7.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

РАБОЧИЙ РЕЖИМ ТРИОДА

7-1. ОСОБЕННОСТИ РАБОЧЕГО РЕЖИМА

Рабочим режимом, или режимом нагрузки, называют работу триода с нагрузочным сопротивлением в анодной цепи (рис. 7-1). По старой терминологии этот режим называли динамическим, а режим работы без нагрузочного сопротивления — статическим. По новой терминологии статическим режимом называют работу лампы при постоянных напряжениях электродов. Динамическим режимом называют работу лампы в случае, когда напряжение хотя бы одного электрода изменяется так быстро, что законы статического режима уже нельзя применять. В динамическом режиме лампы работают на сверхвысоких частотах. Если же напряжение хотя бы одного электрода изменяется, но не с очень высокой частотой, так что явления в лампе можно приближенно рассматривать с помощью законов, установленных для статического режима, то такой режим называют квазистатическим.

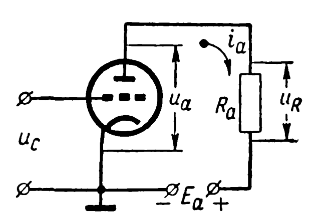


Рис. 7-1. Простейшая схема усилительного каскада (режим нагрузки).

В режиме без нагрузки анодное напряжение равно напряжению анодного источника. Если в этом режиме напряжение сетки изменяется, то изменяется анодный ток, но анодное напряжение остается постоянным и равным $E_а$. Можно считать, что в режиме без нагрузки анодный ток является функцией только сеточного напряжения. Это позволяет проводить расчеты для данного режима с помощью статических характеристик и параметров.

Однако в большинстве практических схем лампы работают в режиме нагрузки. Анализ рабочего режима основывается на использовании статических характеристик и параметров.

Режим работы без нагрузки тоже встречается в радиотехнической аппаратуре. Он получается в случае, когда в анодную цепь в качестве полезной нагрузки включается прибор, имеющий очень малое сопротивление по сравнению с внутренним сопротивлением лампы. Таким прибором, например, может быть реле или электродвигатель, имеющие обмотку из медного провода с малым сопротивлением, миллиамперметр или гальванометр и т. д.

В рабочем режиме анодное нагрузочное сопротивление соизмеримо с внутренним сопротивлением лампы. Особенность рабочего режима заключается в том, что на резисторе нагрузки $R_а$ от анодного тока $i_а$ получается падение напряжения $u_R = i_а R_а$, составляющее заметную

часть напряжения анодного источника $E_а$. Поэтому анодное напряжение $u_а$ на лампе равно:

$$u_а = E_а - u_R = E_а - i_а R_а. \tag{7-1}$$

Это выражение является основным уравнением рабочего режима.

Для упрощения будем принимать анодный источник за идеальный, не имеющий внутреннего сопротивления. Тогда у него напряжение на зажимах всегда равно э. д. с. и не будет изменяться при изменении тока. В действительности же каждый источник имеет внутреннее сопротивление, на котором происходит падение напряжения. Поэтому напряжение источника всегда несколько меньше его э. д. с. и не остается постоянным. При малом внутреннем сопротивлении источника этим явлением можно пренебречь. В случае необходимости влияние внутреннего сопротивления анодного источника можно учесть.

Итак, при изучении рабочего режима имеем условия: $R_а$ = const и $E_а$ = const.

Если напряжение сетки изменяется, то анодный ток также меняется. При этом в отличие от режима без нагрузки анодное напряжение в рабочем режиме не остается постоянным, а изменяется. Пусть, например, сеточное напряжение увеличивается (изменяется в положительную сторону) и от этого возрастает анодный ток. Тогда увеличивается падение напряжения на нагрузочном резисторе u_R и соответственно на столько же вольт уменьшается напряжение анода $u_а$, так как сумма этих напряжений равна постоянной величине $E_а$. При уменьшении напряжения сетки, т. е. изменении его в отрицательную сторону, анодное напряжение возрастает.

Таким образом, *в рабочем режиме анодное напряжение изменяется в противофазе с сеточным напряжением*. Конечно, сдвиг фаз на 180° между анодным и сеточным напряжениями получается лишь при активной нагрузке. Если нагрузка имеет реактивный характер, то сдвиг фаз между $u_а$ и $u_с$ будет иной. Этот случай является более сложным для изучения и встречается реже.

Изменение анодного напряжения в противофазе с сеточным напряжением приводит к тому, что анодный ток в рабочем режиме изменяется в меньшей степени, нежели в режиме без нагрузки. Действительно, в режиме без нагрузки анодный ток изменяется только под действием сеточного напряжения, а в рабочем режиме изменение анодного напряжения действует навстречу изменению сеточного напряжения. Влияние сеточного напряжения частично компенсируется противодействующим изменением анодного напряжения. Это противодействие иногда называют р е а к ц и е й а н о д а. Конечно, противодействие со стороны анода не может полностью скомпенсировать действие сеточного напряжения. Перевес всегда на стороне сетки. Она действует гораздо сильнее, чем анод. Поэтому анодный ток изменяется в соответствии с изменением сеточного напряжения, т. е. в фазе с ним. Но за счет реакции анода получается уменьшение результата действия сетки.

Сложность анализа рабочего режима связана именно с тем, что анодный ток изменяется в результате одновременного и противофазного изменения сеточного и анодного напряжений. Анодный ток является функцией обоих этих напряжений: $i_а = f(u_с, u_а)$.

Возможны два метода расчета работы лампы в режиме нагрузки: аналитический и графо-аналитический.

Аналитический метод позволяет осуществить быстро многие расчеты с помощью простых формул и поэтому он получил большое рас-

пространение. Но для расчета усиления колебаний с большими амплитудами этот метод недостаточно точен, так как простые формулы, используемые для аналитических расчетов, не учитывают нелинейности лампы. Они дают удовлетворительную точность лишь при работе лампы в пределах линейных участков характеристик. Эти формулы также непригодны для расчета постоянных составляющих анодного тока и анодного напряжения и других связанных с ними величин.

Графо-аналитический метод заключается в построении и дальнейшем использовании так называемых **рабочих характеристик**. Они строятся с помощью статических характеристик и учитывают нелинейные свойства лампы. Поэтому такой метод является наиболее точным. Его широко применяют не только для расчетов, но и для наглядного представления работы ламп в различных схемах.

Однако графические построения требуют сравнительно много времени. Кроме того, графо-аналитический метод непригоден для расчета усиления при малых амплитудах колебаний. В этом случае невозможно сделать необходимые графические построения и расчет производят по формулам с помощью параметров лампы. Эти параметры обычно определяют из характеристик для выбранного режима. Номинальные параметры, приводимые в справочниках для типового режима, можно использовать для такого расчета только тогда, когда выбранный режим близок к типовому.

7-2. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИОДА

Анодно-сеточной рабочей характеристикой называется график зависимости анодного тока от сеточного напряжения при постоянных значениях напряжения анодного источника и сопротивления нагрузки.

В отличие от статических характеристик для рабочей характеристики не ставится условие постоянства анодного напряжения, так как оно в рабочем режиме меняется. Форма рабочей характеристики и ее положение зависят от величины и характера анодного нагрузочного сопротивления. Рассмотрим рабочие характеристики для случая, когда нагрузочное сопротивление является активным и имеет одну и ту же величину для постоянного и переменного токов. Если сопротивлением нагрузки является резонансный контур или нагруженный трансформатор, то величина сопротивления различна для постоянного и переменного токов. Построение рабочих характеристик для этих случаев рассматривается в § 7-7.

Для построения анодно-сеточной рабочей характеристики должны быть заданы семейство анодно-сеточных статических характеристик, напряжение анодного источника $E_а$ и сопротивление нагрузки $R_а$. Пусть задано семейство характеристик (рис. 7-2), причем левая характеристика соответствует анодному напряжению $U_{а\,1}$, равному $E_а$. Характеристики для анодных напряжений выше $E_а$ для данного построения не требуются.

Рабочую характеристику надо строить по точкам. Для этого решим основное уравнение рабочего режима (7-1) относительно анодного тока

$$i_а = \frac{E_а - u_а}{R_а}. \tag{7-2}$$

Подставляя в это уравнение напряжения $U_{а1}$, $U_{а2}$, $U_{а3}$ и т. д., для которых заданы статические характеристики, найдем анодные токи $i_{а1}$, $i_{а2}$, $i_{а3}$ и т. д. Точки, соответствующие этим токам и напряжениям, нанесем на график и проведем через них плавную кривую. Она и будет рабочей анодно-сеточной характеристикой. Рассмотрим это построение подробнее.

При подстановке в уравнение (7-2) значения $U_{а\,1} = E_а$ получим ток $i_{а\,1} = 0$, что соответствует точке запирания лампы (*А*). В ней рабочая характеристика совпадает со статической характеристикой для $U_{а\,1} = E_а$. Действительно, если напряжение анода равно напряжению анодного источника, а ток равен нулю, то лампа заперта, так как только в этом случае нет падения напряжения на $R_а$.

Если подставим $u_а = U_{а2} < E_а$, то получим ток $i_{а\,2}$, которому соответствует точка *Б*. Для нее анодное напряжение равно $U_{а2}$. Оно меньше $E_а$ на величину $E_а - U_{а\,2}$. Именно такое падение напряжения создает ток $i_{а\,2}$ на резисторе $R_а$. Далее подставляем напряжение $U_{а3}$ и получаем ток $i_{а\,3}$ (точка *В*) и т. д.

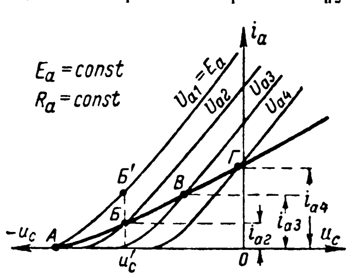


Рис. 7-2. Построение анодно-сеточной рабочей характеристики.

Как видно, рабочая анодно-сеточная характеристика имеет меньшую крутизну, чем статические характеристики. Если бы лампа работала в режиме без нагрузки, то при изменении сеточного напряжения от значения, запирающего лампу (точка *А*), до $u_с'$ получилось бы изменение тока от нуля до значения, определяемого точкой *Б'*. А в рабочем режиме при том же сеточном напряжении $u_с'$ анодный ток определяется точкой *Б*, т. е. он меньше. Это объясняется уменьшением анодного напряжения до величины $U_{а2}$ (реакция анода), так как на нагрузке получается падение напряжения $u_R = E_а - U_{а2}$.

Чем больше анодный ток, тем меньше становится анодное напряжение. Поэтому рабочая характеристика всегда проходит, пересекая статические характеристики. Наклон рабочей характеристики зависит от сопротивления нагрузочного резистора $R_а$. С увеличением $R_а$ анодный ток уменьшается и рабочая характеристика проходит более полого. Если $E_а$ при этом не меняется, то начальная точка *А* не сдвигается. Для примера на рис. 7-3 изображены рабочие характеристики для различных $R_а$, но при одном и том же $E_а$. В предельном случае, когда $R_а = \infty$, рабочая характеристика совпадает с осью абсцисс, так как в этом случае при любых напряжениях анодный ток равен нулю. А при $R_а = 0$ рабочая характеристика превращается в статическую характеристику для $u_а = E_а$. Когда сопротивление $R_а$ постоянно, то рабочая характеристика сдвигается вправо, если $E_а$ уменьшается, или влево, если $E_а$ увеличивается.

Анодно-сеточная рабочая характеристика нелинейна, поэтому ее и приходится строить по точкам. Для более точного построения желательно иметь больше статических характеристик. Иногда полезно провести дополнительные промежуточные статические характеристики. Не следует удивляться, что рабочая анодно-сеточная характе-

ристика нелинейна, хотя и построена с помощью уравнения первой степени (7-2). Ведь это уравнение первой степени относительно величин i_a и u_a, а характеристика построена в координатах i_a, u_c. Зависимость анодного тока от сеточного напряжения всегда нелинейна. Рабочая характеристика более линейна, нежели статические характеристики, причем с увеличением R_a ее линейность улучшается. При $R_a = \infty$ она обращается в прямую линию.

С помощью рабочей характеристики можно рассчитать изменения анодного тока при изменении сеточного напряжения. Можно определить и анодное напряжение, если учесть, что каждая точка рабочей характеристики соответствует некоторому анодному напряжению. Однако нахождение величины u_a для точек, не лежащих на имеющихся статических характеристиках, менее точно, так как приходится применять интерполяцию.

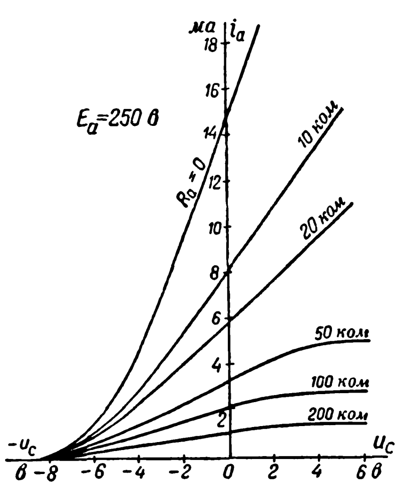


Рис. 7-3. Анодно-сеточные рабочие характеристики для различных сопротивлений нагрузки.

Иногда необходимо построить рабочую характеристику, если заданы анодное и сеточное напряжения и сопротивление нагрузки R_a. В этом случае заданные u_a и u_c определяют на рабочей характеристике исходную рабочую точку. Она соответствует определенному току i_a. Найдя его из семейства статических характеристик, вычисляют E_a по формуле: $E_a = u_a + i_a R_a$, после чего построение характеристики производится указанным выше способом.

Экспериментальное снятие анодно-сеточной рабочей характеристики производится по обычной схеме (см. рис. 6-11), но в анодную цепь включают нагрузочный резистор R_a. Вольтметр анодной цепи должен измерять сумму падений напряжений на лампе и на R_a, т. е. величину $E_a = u_a + u_R$. Следовательно, он должен быть подключен к нижнему участку потенциометра.

При изменении сеточного напряжения анодный ток изменяется и меняется распределение напряжения на потенциометре. Поэтому при снятии рабочей характеристики поддерживают E_a постоянным, перемещая движок потенциометра и контролируя E_a по вольтметру.

Было бы ошибкой считать за величину E_a напряжение источника, подключенного к потенциометру, так как тогда бы к R_a нужно было бы добавить сопротивление верхнего участка потенциометра, которое неизвестно. Нельзя также включать вольтметр для измерения анодного напряжения. Потребляемый им ток пройдет через R_a дополнительно к анодному току, и уравнение (7-1) не будет действительно.

Для построения анодной рабочей характеристики должны быть заданы семейство статических анодных характеристик (рис. 7-4, *а*),

а также $E_а$ и $R_а$. Рабочая характеристика, называемая иначе **л и н и е й н а г р у з к и**, строится на основании уравнения (7-1) так, как это делалось для диода, работающего с нагрузочным сопротивлением (см. § 5-6).

Уравнение (7-1) в системе координат $i_а$, $u_а$ выражает прямую линию. Поэтому рабочую характеристику можно строить по двум точкам. Удобны точки пересечения характеристики с осями координат. Пусть $i_а = 0$; тогда из уравнения (7-1) получим: $u_а = E_а$. Отметим эту точку (A) на оси абсцисс. Она показывает запирание лампы отрицательным сеточным напряжением, т. е. соответствует вполне реальному режиму лампы. Если лампа заперта и анодный ток равен нулю, то нет падения напряжения на $R_а$ и все напряжение источника $E_а$ приложено к лампе.

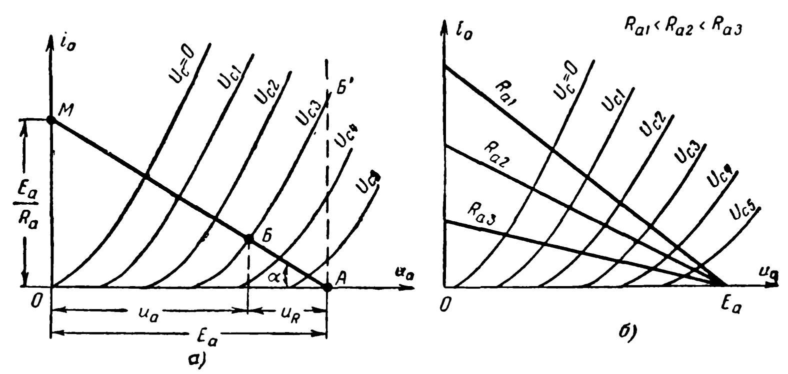


Рис. 7-4. Построение анодной рабочей характеристики (*а*) и рабочие характеристики для различных сопротивлений нагрузки (*б*).

Для второй точки положим $u_а = 0$. Из уравнения (7-1) получим $i_а = E_а/R_а$. Нанесем эту точку (M) на график. Через точки A и M проводим прямую линию, которая и является рабочей характеристикой. Заметим, что точка M не соответствует реальному режиму лампы. При $u_а = 0$ анодный ток не может быть максимальным. То же относится и к некоторому участку линии нагрузки вблизи точки M. Вспомним, что статические анодные характеристики при положительном напряжении сетки имеют некоторое предельное положение и не доходят до оси ординат.

С помощью анодной рабочей характеристики можно определить анодный ток и анодное напряжение при любом напряжении сетки. Для примера на рис. 7-4, *а* показано, что при сеточном напряжении U_{c3} величины $i_а$ и $u_а$ определяются точкой $Б$. Отрезок, дополняющий $u_а$ до величины $E_а$, выражает падение напряжения u_R на резисторе нагрузки. Рабочая характеристика позволяет решать и другие задачи. Можно, например, найти, при каком сеточном напряжении получается анодный ток нужной величины.

Анодная рабочая характеристика по сравнению с анодно-сеточной имеет преимущества. Она строится проще — по двум точкам — и получается точнее. С ее помощью удобнее и точнее определяется анодное напряжение, так как оно отложено по оси абсцисс. Для раз-

личных практических расчетов чаще всего используют анодную рабочую характеристику.

Наклон рассматриваемой характеристики зависит от величины $R_а$. Чем больше $R_а$, тем более полого идет характеристика. Если $R_а = 0$, то характеристика превращается в вертикальную прямую (показана на рис. 7-4, *а* штрихом). Это соответствует режиму без нагрузки, когда $u_а = E_а = \text{const}$. Из рис. 7-4, *а* видно, что в режиме без нагрузки при сеточном напряжении $U_{с3}$ анодный ток определяется точкой *Б'*, а в режиме нагрузки он получается значительно меньшим (точка *Б*), так как анодное напряжение уменьшается на величину u_R. При $R_а = \infty$ рабочая характеристика совпадает с осью абсцисс. В этом случае при любых напряжениях анодный ток равен нулю.

На рис. 7-4, *б* показаны рабочие анодные характеристики при различных $R_а$, но одном и том же $E_а$. Если $E_а$ изменится, то соответственно сдвинется начальная точка *А*.

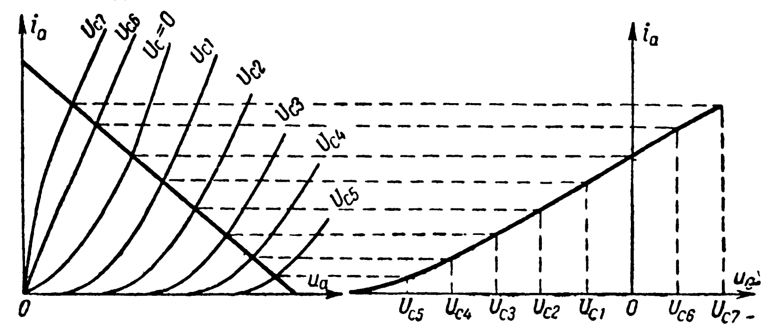


Рис. 7-5. Построение анодно-сеточной рабочей характеристики по анодной рабочей характеристике.

При построении анодной рабочей характеристики для малого $R_а$ точка *М* может оказаться за пределами чертежа. Тогда следует поступить так, как было указано для такого же случая с диодом (см. рис. 5-22, *в*). Иногда бывает задано не $E_а$, а указываются напряжения анода и сетки или одно из этих напряжений и анодный ток. Тем самым задана точка рабочей характеристики. Зная ток $i_а$ в этой точке, легко найти $E_а$ по формуле $E_а = u_а + i_а R_а$, после чего наносится вторая точка, соответствующая $i_а = 0$ и $u_а = E_а$, и через обе точки проводится прямая линия.

Иногда рекомендуют строить рабочую анодную характеристику по углу ее наклона α (рис. 7-4, *а*). Величины $\operatorname{ctg}\alpha$ и $R_а$ пропорциональны друг другу:

$$R_а = k \operatorname{ctg} \alpha. \qquad (7\text{-}3)$$

Коэффициент k зависит от масштабов $i_а$ и $u_а$. Однако способ построения по двум точкам, несомненно, проще.

В некоторых случаях необходимо построить анодно-сеточную рабочую характеристику, если имеются только анодные статические характеристики. Тогда делают построение анодной рабочей характеристики и переносят ее по точкам в систему координат $i_а$, $u_с$ (рис. 7-5). Такой метод может дать более точный результат, нежели непосредственно построение анодно-сеточной рабочей характеристики.

7-3. РАСЧЕТ РАБОЧЕГО РЕЖИМА ПО ФОРМУЛАМ

В этом расчете используются статические параметры лампы. С помощью их можно получить выражение для приращения анодного тока Δi_a.

Так как в рабочем режиме одновременно меняются и сеточное и анодное напряжения, то Δi_a можно представить в виде двух приращений: $\Delta i'_a$ — под влиянием изменения сеточного напряжения Δu_c без учета реакции анода и $\Delta i''_a$ — за счет реакции анода, т. е. вследствие изменения анодного напряжения на величину Δu_a. При этом $\Delta i'_a$ и $\Delta i''_a$ имеют разные знаки, а Δu_a само зависит от Δi_a.

Из формулы, определяющей крутизну S, следует:

$$\Delta i'_a = S\Delta u_c, \tag{7-4}$$

а из формулы, определяющей G_i или R_i, можно написать:

$$\Delta i''_a = G_i \Delta u_a = \frac{\Delta u_a}{R_i}. \tag{7-5}$$

Полное приращение тока равно:

$$\Delta i_a = \Delta i'_a + \Delta i''_a,$$

или

$$\Delta i_a = S\,\Delta u_c + \frac{\Delta u_a}{R_i}. \tag{7-6}$$

Уравнение (7-6) весьма важно. Оно применимо во всех случаях, когда происходят изменения анодного и сеточного напряжений. Назовем его **основным уравнением лампы**. Из него, в частности, легко получается формула, связывающая статические параметры. Действительно, если $\Delta i_a = 0$, что соответствует условию $i_a = \text{const}$, то получим $SR_i = -\frac{\Delta u_a}{\Delta u_c}$. Но правая часть этого равенства при указанном условии есть μ.

Приведем уравнение (7-6) к более удобному виду. Изменение напряжения анода равно, но противоположно по знаку изменению напряжения на резисторе R_a:

$$\Delta u_a = -\Delta u_R, \tag{7-7}$$

а Δu_R по закону Ома равно $\Delta i_a R_a$. Следовательно,

$$\Delta u_a = -\Delta i_a R_a. \tag{7-8}$$

Подставим это выражение в формулу (7-6):

$$\Delta i_a = S\Delta u_c - \Delta i_a \frac{R_a}{R_i}. \tag{7-9}$$

Решение этого уравнения относительно Δi_a дает:

$$\Delta i_a = \frac{SR_i \Delta u_c}{R_i + R_a}, \tag{7-10}$$

или, если принять во внимание, что $SR_i = \mu$,

$$\Delta i_a = \frac{\mu \Delta u_c}{R_i + R_a}. \tag{7-11}$$

Формула (7-11) является основной для изучения и расчета схем с электронными лампами. Она позволяет находить приращение анодного тока, если известны приращение сеточного напряжения, параметры лампы и сопротивление нагрузки. Из входящих в формулу пяти величин может определяться любая, если остальные заданы. Практически параметры лампы обычно известны и определяются Δi_a, Δu_c или R_a.

Величина Δi_a характеризует переменную составляющую анодного тока. Поэтому формула (7-11) называется законом Ома для переменного анодного тока. В расчетах схем с электронными лампами она так же важна, как и закон Ома для всех электрических цепей.

Числитель $\mu \Delta u_c$ характеризует переменную э. д. с., действующую в анодной цепи, а знаменатель $R_i + R_a$ представляет собой полное сопротивление анодной цепи для переменного тока (ведь R_i — внутреннее сопротивление лампы переменному току). Отсюда следует, что лампа действует в анодной цепи как генератор переменной э. д. с., равной $\mu \Delta u_c$. Подобный вывод был уже сделан при изучении коэффициента усиления μ. Теперь тот же результат получен математическим путем.

Выражение (7-11) можно получить еще проще. Крутизна лампы равна $S = \Delta i_a / \Delta u_c$, откуда следует: $\Delta i_a = S \Delta u_c$. Заменив крутизну по формуле $S = \mu / R_i$, получим:

$$\Delta i_a = \frac{\mu \Delta u_c}{R_i}. \tag{7-12}$$

Рассматривая эту формулу как закон Ома, заключаем, что величина $\mu \Delta u_c$ играет роль э. д. с. генератора, работающего в режиме короткого замыкания, т. е. замкнутого на собственное внутреннее сопротивление R_i. Эта формула справедлива для режима, когда нет нагрузочного резистора R_a. А при наличии R_a надо добавить его величину к R_i, так как они соединены последовательно. Поэтому окончательно можно написать:

$$\Delta i_a = \frac{\mu \Delta u_c}{R_i + R_a}.$$

Итак, *триод, у которого напряжение сетки изменяется на величину* Δu_c, *эквивалентен генератору с переменной э. д. с.* $\mu \Delta u_c$ *и внутренним сопротивлением* R_i.

Анодная цепь триода для переменного анодного тока может быть представлена эквивалентной схемой по рис. 7-6, *а*. В ней анодный источник отсутствует, так как схема справедлива только для переменной составляющей анодного тока, для которой сопротивление анодного источника считаем равным нулю. Иногда в такой схеме внутреннее сопротивление R_i показывают включенным последовательно в цепь отдельно от лампы (рис. 7-6, *б*).

Генератором переменной э. д. с. является именно лампа. Никакой другой участок анодной цепи нельзя принять за такой генератор. Источник анодного питания дает постоянную э. д. с. E_a. Он служит для питания анодной цепи постоянным током. Нагрузочный резистор R_a является потребителем энергии, а не генератором. И только внутри лампы под действием изменения сеточного напряжения Δu_c постоянный анодный ток изменяется, т. е. в нем появляется переменная составляющая.

Представление о роли лампы как генератора переменной э. д. с. впервые ввел М. А. Бонч-Бруевич в 1919 г. Он же предложил эквивалентную схему (рис. 7-6). Независимо от него то же осуществил Г. Баркгаузен. Формула (7-11) и вытекающая из нее эквивалентная схема, в которой лампа заменена эквивалентным генератором переменной э. д. с., оказались чрезвычайно удобными для расчетов. Развитие теории и техники электронноламповых схем и многих радиотехнических устройств в значительной степени основывалось на этих представлениях, ставших классическими.

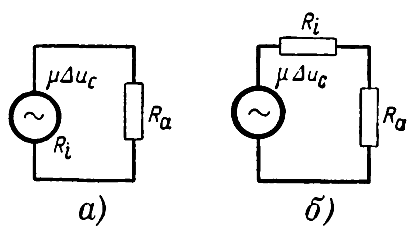


Рис. 7-6. Эквивалентная схема анодной цепи для переменной составляющей анодного тока с генератором э. д. с.

Однако высказывались мнения о том, что лампу нельзя считать генератором э. д. с. Сторонники такой точки зрения забывали, что всякий генератор есть п р е о б р а з о в а т е л ь э н е р г и и. Он потребляет энергию одного вида, а сам генерирует энергию другого, нужного нам вида и притом в меньшем количестве. В данном случае к лампе подводится энергия постоянного тока анодного источника, которая частично преобразуется с помощью лампы в энергию переменного тока. Следовательно, представление о лампе как генераторе переменной э. д. с. имеет реальный физический смысл. Именно в лампе «зарождается» переменная э. д. с., создающая переменный анодный ток.

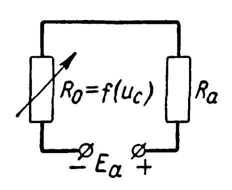


Рис. 7-7. Эквивалентная схема анодной цепи с заменой триода переменным резистором.

Противники классической теории Бонч-Бруевича — Баркгаузена рассматривали лампу не как генератор, а как переменный резистор и предлагали иную эквивалентную схему (рис. 7-7). Эта схема является совершенно правильной и даже более общей. Она пригодна не только для переменной, но и для постоянной составляющей анодного тока, так как в нее входит анодный источник.

Если напряжение сетки постоянно, то внутреннее сопротивление лампы постоянному току R_0 имеет определенную величину, и постоянный анодный ток I_{a0} равен:

$$I_{a0} = \frac{E_a}{R_0 + R_a}. \tag{7-13}$$

При переменном напряжении сетки сопротивление R_0 не будет постоянным. Если сеточное напряжение изменяется в отрицательную сторону, то R_0 возрастает, а изменение напряжения сетки в положительную сторону вызывает уменьшение R_0, т. е. R_0 является функцией сеточного напряжения u_c. Но если R_0 изменяется, то изменяется и анодный ток. В нем появляется переменная составляющая. Можно осуществить на опыте схему, подобную рассматриваемой, если к источнику постоянной э. д. с. подключить последовательно соединенные

постоянный резистор и реостат, выполняющий роль R_0. Если придать ползунку реостата колебательное движение, ток в цепи станет пульсировать.

Как видно, эквивалентная схема рис. 7-7 правильно отображает сущность явлений. Однако ее использование для практических расчетов неудобно. Оказалось, что если R_0 пульсирует по синусоидальному закону, то анодный ток будет пульсировать по более сложному закону. И наоборот, если ток изменяется по синусоидальному закону, что соответствует работе лампы при синусоидальном переменном напряжении сетки в пределах линейного участка анодно-сеточной рабочей характеристики, то сопротивление R_0 должно изменяться по сложному несинусоидальному закону. Таким образом, использование эквивалентной схемы рис. 7-7 создает значительные математические трудности.

Классическая эквивалентная схема для переменного анодного тока, в которой лампа заменена генератором, является простой и удобной. Формула закона Ома (7-11), соответствующая такой схеме, дает линейную зависимость изменения анодного тока Δi_a от изменения сеточного напряжения Δu_c. По формуле (7-11) при синусоидальном изменении сеточного напряжения получается синусоидальное же изменение анодного тока. Поэтому эквивалентная схема рис. 7-6 получила всеобщее признание и широкое применение, хотя она и непригодна для расчета постоянного анодного тока.

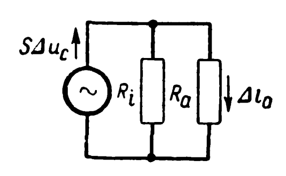


Рис. 7-8. Эквивалентная схема анодной цепи с генератором тока.

Конечно, расчет переменного анодного тока по формуле (7-11) дает точные результаты только при работе лампы в области линейных участков характеристик, для которых μ и R_i постоянны. При этом в формулу (7-11) следует подставлять значения μ и R_i, соответствующие этим участкам характеристик.

На нелинейных участках характеристик μ и R_i не постоянны (особенно R_i), а являются функциями сеточного напряжения. Если при работе лампы в области нелинейных участков характеристик пользоваться формулой (7-11), подставляя в нее средние для данных участков значения μ и R_i, то расчет будет приближенным. Погрешность тем меньше, чем меньше изменение сеточного напряжения Δu_c, т. е. чем меньше участок характеристики, в пределах которого работает лампа. Формула (7-11) представляет собой **линейное приближение** или **линейную аппроксимацию** той нелинейной зависимости, которая существует между изменениями анодного тока и сеточного напряжения.

Иногда лампу, работающую в режиме нагрузки, удобно представить в виде эквивалентного генератора тока. Из электротехники известно, что всякий генератор э. д. с. E, обладающий внутренним сопротивлением R_i, можно заменить эквивалентным генератором тока, величина которого равна току короткого замыкания E/R_i, причем внутреннее сопротивление R_i следует включить параллельно резистору нагрузки.

Эквивалентная схема с заменой лампы генератором тока представлена на рис. 7-8. В ней переменный ток Δi_a по-прежнему проходит через R_a, а ток генератора $S\Delta u_c$ представляет собой ток короткого замыкания, т. е. изменение анодного тока в режиме без нагрузки.

Действительно, из формулы (7-11) следует, что при $R_а = 0$ изменение тока равно $\mu\Delta u_с/R_i = S\Delta u_с$. Справедливость схемы с эквивалентным генератором тока можно доказать математически. Для этого умножим обе части формулы (7-10) на $R_а$:

$$\Delta i_а R_а = S\Delta u_с \frac{R_i R_а}{R_i + R_а}. \quad (7\text{-}14)$$

Произведение $\Delta i_а$ на $R_а$ есть переменное напряжение Δu_R, а правая часть равенства показывает, что Δu_R можно получить, если умножить ток $S\Delta u_с$ на общее сопротивление параллельно соединенных R_i и $R_а$. Следовательно, надо считать их соединенными параллельно.

Однако включение внутреннего сопротивления генератора параллельно резистору нагрузки является весьма условным и не всегда отражает истинного положения вещей. Тем не менее схема с эквивалентным генератором тока не приводит к ошибкам при расчете тока и напряжения и удобна в случаях, когда нагрузка состоит из нескольких параллельно включенных резисторов.

7-4. РАБОЧИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДА

Для расчета работы лампы в режиме нагрузки нередко пользуются **рабочей крутизной** и **рабочим коэффициентом усиления**. Эти параметры по старой терминологии назывались динамическими.

Рабочая крутизна $S_д$ представляет собой крутизну анодно-сеточной рабочей характеристики и определяется по формуле

$$S_д = \frac{\Delta i_а}{\Delta u_с}. \quad (7\text{-}15)$$

Условие $u_а = \text{const}$, при котором определялась статическая крутизна, в данном случае соблюдать не требуется. Значение $\Delta i_а$ в формуле (7-15) является изменением тока в рабочем режиме, т. е. при одновременном и противофазном изменении сеточного и анодного напряжений. Разумеется, что условия рабочего режима $E_а = \text{const}$ и $R_а = \text{const}$ должны соблюдаться и в данном случае.

Величину $S_д$ можно определить из анодно-сеточной рабочей характеристики так же, как статическая крутизна определялась из статической характеристики. Более точным является метод касательной, но чаще пользуются методом двух точек. Из анодной рабочей характеристики $S_д$ определяется методом двух точек, в качестве которых берут точки пересечения этой характеристики с двумя соседними статическими характеристиками.

Формула (7-11) дает возможность получить зависимость между рабочей и статической крутизной. Разделив обе части равенства на $\Delta u_с$, получим:

$$S_д = S\frac{R_i}{R_i + R_а}. \quad (7\text{-}16)$$

Из формулы (7-16) видно, что в рабочем режиме $S_д < S$. Например, при $R_а = R_i$ получаем: $S_д = 0{,}5\ S$. В режиме без нагрузки (при $R_а = 0$) получается $S_д = S$, т. е. рабочая характеристика превращается в статическую. Если же $R_а = \infty$, то $S_д = 0$.

В формуле (7-16) величины $S_д$, S и R_i, конечно, относятся к одной и той же точке (или области) характеристики.

Иногда в формулу (7-16) вводят коэффициент нагрузки α, который является отношением $R_а$ и R_i:

$$\alpha = \frac{R_а}{R_i}. \qquad (7\text{-}17)$$

Разделив в формуле (7-16) числитель и знаменатель на R_i, получим:

$$S_д = \frac{S}{1+\alpha}. \qquad (7\text{-}18)$$

Рабочий коэффициент усиления $\mu_д$ **или коэффициент усиления каскада** K представляет собой отношение изменения напряжения на нагрузочном резисторе Δu_R к изменению напряжения сетки $\Delta u_с$:

$$\mu_д = K = \frac{\Delta u_R}{\Delta u_с}. \qquad (7\text{-}19)$$

По своему смыслу $\mu_д$ отличается от статического коэффициента усиления. Последний определяется как отношение приращений анодного и сеточного напряжений, вызывающих одинаковые изменения анодного тока. А в формуле (7-19) изменение напряжения Δu_R является результатом действия изменения сеточного напряжения $\Delta u_с$ и при этом не ставится условие $i_а = \text{const}$.

Понятие рабочего коэффициента усиления и коэффициента усиления каскада совершенно равнозначны для простейшего усилительного каскада. В технике усилителей, приемников и других радиотехнических устройств принято говорить о коэффициенте усиления каскада. Он является важной величиной, так как показывает, во сколько раз усиливается переменное напряжение, подведенное к сетке лампы.

Рассмотрим связь рабочего коэффициента усиления со статическим. Так как $\Delta u_R = \Delta i_а R_а$, то

$$K = \mu_д = \frac{\Delta i_а R_а}{\Delta u_с}. \qquad (7\text{-}20)$$

Если в выражение (7-20) подставить значение $\Delta i_а$ из формулы (7-11), а затем сократить на $\Delta u_с$, то получим важную формулу

$$K = \mu_д = \mu \frac{R_а}{R_i + R_а} \qquad (7\text{-}21)$$

или, введя коэффициент нагрузки α, получим:

$$K = \mu_д = \mu \frac{\alpha}{1+\alpha}. \qquad (7\text{-}22)$$

Формулы (7-21) и (7-22) имеют широкое применение в радиотехнике и электронике. Зная параметры лампы и нагрузочное сопротивление, по этим формулам рассчитывают реальное усиление напряжения в том или ином каскаде. Нередко решают и обратную задачу, т. е. определяют величину $R_а$, при которой лампа с данными параметрами обеспечивает необходимое усиление.

Из формул (7-21) и (7-22) видно, что в рабочем режиме $K < \mu$, так как в правой части μ умножается на дробь, которая меньше 1. Это означает, что невозможно использовать полностью переменную э. д. с. $\mu \Delta u_c$, развиваемую лампой. Часть этой э. д. с. неизбежно теряется на внутреннем сопротивлении лампы. Отношение полной переменной э. д. с. $\mu \Delta u_c$, действующей в анодной цепи, к переменному напряжению сетки Δu_c есть коэффициент усиления лампы. Так как Δu_R составляет некоторую часть э. д. с., то K всегда меньше μ. Чем больше R_a по сравнению с R_i, т. е. чем больше коэффициент нагрузки α, тем бо́льшую долю переменной э. д. с. составляет Δu_R и тем ближе K к величине μ.

Это видно и из формул (7-21) и (7-22). С увеличением R_a или α дробь $\frac{R_a}{R_i + R_a}$, или $\frac{\alpha}{1+\alpha}$ растет и приближается к 1. Хотя R_a (или α) входит в числитель и знаменатель дроби, но в знаменателе является слагаемым, а в числителе — множителем. С ростом R_a или α числитель растет быстрее знаменателя и, следовательно, вся дробь увеличивается.

Двойная зависимость величины K от R_a объясняется так. Чем больше R_a, тем больше падение напряжения на нем от переменного анодного тока (R_a в числителе). Но с увеличением R_a возрастает общее сопротивление анодной цепи, а переменный анодный ток уменьшается, а следовательно, уменьшается и напряжение на R_a.

Поясним сказанное примером. Пусть лампа имеет параметры $\mu = 10$ и $R_i = 10$ *ком*, а $R_a = 40$ *ком*. Тогда по формуле (7-20) получаем:

$$K = \frac{10 \cdot 40}{10 + 40} = 8, \text{ т. е. } K < \mu.$$

Действительно, если, например, в данном случае на сетку подано переменное напряжение $\Delta u_c = 2$ *в*, то в анодной цепи действует переменная э. д. с. $\mu \Delta u_c = 10 \cdot 2 = 20$ *в*. Она распределится между R_a и R_i пропорционально их величинам. На долю R_a придется 16 *в*, т. е. 80% э. д. с., так как 40 *ком* составляют 80% полного сопротивления анодной цепи, равного $10 + 40 = 50$ *ком*. Таким образом, $K = 16/2 = 8$.

Если бы лампа не имела внутреннего сопротивления ($R_i = 0$), то вся переменная э. д. с. действовала на нагрузочном резисторе и получилось бы $K = \mu$. Но у любой лампы $R_i > 0$.

Предположим теперь, что $R_a = \infty$ или $\alpha = \infty$. Тогда из формулы (7-21) и (7-22) получим: $K = \mu$ *. Однако и этот предельный случай практически неосуществим, так как при $R_a = \infty$ анодная цепь разрывается и лампа работать не будет.

Проследим, как изменяется K в зависимости от изменения R_a. Для этого рассчитаем K по формуле (7-21) или (7-22) при различных R_a. Результаты этого расчета показаны графиком на рис. 7-9. С ростом R_a (или α) величина K растет сначала быстро, а затем медленнее, приближаясь к μ. При усилении напряжения с помощью триодов R_a берут не более $(3 \div 4) R_i$, так как дальнейшее увеличение R_a не дает ощутимого роста усиления.

---

* Так как при подстановке в формулы $R_a = \infty$ (или $\alpha = \infty$) получается неопределенность ∞/∞, то сначала надо числитель и знаменатель разделить на R_a (или α).

График рис. 7-9 рассчитан в предположении, что при изменении R_a параметры μ и R_i остаются неизменными. В действительности это не так. На резисторе R_a теряется часть постоянного напряжения анодного источника. При значительном увеличении R_a уменьшается анодное напряжение и лампа станет работать в области нижних изгибов статических характеристик. Для этой области параметры изменяются: S уменьшается, а R_i увеличивается (см. рис. 6-24). Возрастание R_i приведет к уменьшению K.

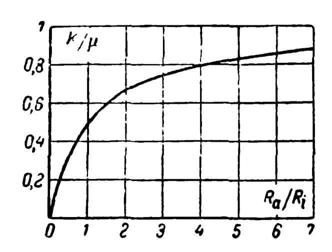


Рис. 7-9. График зависимости коэффициента усиления каскада от коэффициента нагрузки.

Кроме того, в области нижнего изгиба характеристики весьма нелинейны, за счет чего искажается форма усиливаемых колебаний. Но слишком малое R_a также невыгодно, так как усиление будет малым и рабочая анодно-сеточная характеристика становится более нелинейной.

Практически для триодов чаще всего выбирают:

$$\alpha = 1 \div 4 \text{ или } R_a = (1 \div 4)\, R_i. \qquad (7\text{-}23)$$

Рассмотрим еще зависимость между рабочими параметрами. Имея в виду определение рабочей крутизны, формулу (7-21) можно переписать в виде:

$$K = \mu_д = S_д R_a. \qquad (7\text{-}24)$$

Эта формула напоминает формулу зависимости между статическими параметрами $\mu = SR_i$, но вместо R_i здесь стоит R_a. Таким образом, для определения K из рабочей характеристики можно сначала найти $S_д$, а затем умножить $S_д$ на R_a.

7-5. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ТРИОДОМ

На рис. 7-10, *а* дана практическая схема усилительного каскада с триодом. К сетке подводится переменное напряжение от источника

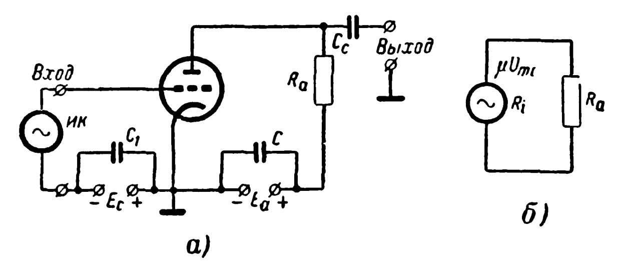


Рис. 7-10. Реальная схема усилительного каскада (*а*) и эквивалентная схема его анодной цепи (*б*).

усиливаемых колебаний *ИК*. Таким источником для первого каскада радиоприемника являются приемная антенна или входной колебательный контур. Для первого каскада усилителя низкой частоты роль

ИК играет микрофон или звукосниматель. В других случаях источником колебаний могут быть различные приборы, создающие сравнительно слабые электрические колебания. Если каскад является промежуточным или оконечным, то роль *ИК* играет предыдущий каскад. Точки сеточной цепи, к которым подключен источник колебаний, называют **входом каскада**.

Усилительный каскад применяется в случае, когда мощность источника колебаний недостаточна. Не следует считать, что усилитель служит лишь для усиления переменных напряжений. Если бы требовалось только увеличить напряжение, то во многих случаях применили бы повышающий трансформатор. Однако он не увеличивает мощности.

Принципиальной особенностью лампового усилителя является усиление мощности колебаний. А так как мощность определяется произведением напряжения на ток, то при усилении электрических колебаний обычно увеличиваются и напряжение и ток. В некоторых усилителях напряжение не усиливается, но тогда обязательно происходит усиление тока. Очевидно, что каскад, не дающий усиления мощности, не может считаться усилителем.

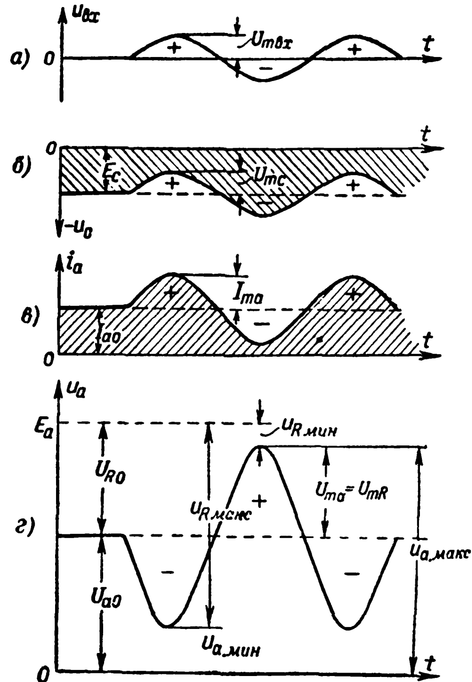


Рис. 7-11. Графики, поясняющие работу усилительного каскада с триодом.

Усилительные каскады применяются для усиления колебаний различной формы и частоты. Для простоты рассмотрим усиление синусоидальных колебаний не очень высокой частоты, при которой период во много раз больше времени пролета электронов в лампе. Таким образом, напряжение источника колебаний *ИК* выражается уравнением

$$u_{вх} = U_{m\,вх} \sin \omega t \qquad (7\text{-}25)$$

и изображается графиком рис. 7-11, *а*.

На сетку подается также и постоянное отрицательное напряжение E_c, называемое **напряжением сеточного смещения** (**сеточным смещением**, **напряжением смещения** или просто **смещением**). Оно «смещает» или «сдвигает» работу лампы в область отрицательных сеточных напряжений (влево по анодно-сеточной характеристике) и служит, главным обра-

зом, для уменьшения или устранения сеточного тока. Как будет показано, сеточный ток вызывает искажения усиленных колебаний и нагружает источник колебаний, за счет чего полезное переменное напряжение сетки уменьшается. Если напряжение смещения E_c по абсолютной величине не меньше амплитуды усиливаемого напряжения U_{mc}, то сеточное напряжение все время отрицательно и сеточного тока не будет. Итак, для отсутствия сеточного тока должно соблюдаться условие

$$|E_c| \geqslant U_{mc}. \qquad (7\text{-}26)$$

В схеме рис. 7-10, *а* напряжение смещения подано от отдельного источника, но могут быть и другие способы подачи этого напряжения. Заметим, что в простейших случаях усилительные каскады работают без смещения, но качество усиления при этом ухудшается.

Результирующее напряжение сетки получается пульсирующим. Оно показано на графике рис. 7-11, *б* и соответствует уравнению

$$u_c = E_c + U_{mc} \sin \omega t, \qquad (7\text{-}27)$$

$$\text{где } U_{mc} = U_{m\text{вх}}.$$

Под действием этого напряжения анодный ток также пульсирует. При отсутствии переменного напряжения, когда имеется только напряжение смещения, анодный ток имеет постоянную величину I_{a0}. Этот ток называется током покоя. Переменное напряжение вызовет изменение тока. Если работа происходит в пределах линейного участка анодно-сеточной характеристики, то изменение анодного тока происходит по закону изменения сеточного напряжения. При синусоидальном переменном напряжении сетки в анодном токе появится синусоидальная переменная составляющая с амплитудой I_{ma}. Уравнение анодного тока будет:

$$i_a = I_{a0} + I_{ma} \sin \omega t. \qquad (7\text{-}28)$$

График этого тока представлен на рис. 7-11, *в*. Ток создает на резисторе R_a падение напряжения u_R. Оно также пульсирует и может быть показано графиком, подобным графику тока, или представлено уравнением

$$u_R = U_{R0} + U_{mR} \sin \omega t, \qquad (7\text{-}29)$$

$$\text{где } U_{R0} = I_{a0} R_0 \text{ и } U_{mR} = I_{ma} R_a. \qquad (7\text{-}30)$$

Анодное нагряжение изменяется в противофазе с величинами u_c, i_a, u_R. График анодного напряжения показан на рис. 7-11, *г*. В режиме покоя анодное напряжение имеет величину U_{a0}, равную $E_a - U_{R0}$. При усилении анодное напряжение изменяется по закону

$$u_a = U_{a0} - U_{ma} \sin \omega t, \qquad (7\text{-}31)$$

причем $U_{ma} = U_{mR}$, т. е. амплитуда переменной составляющей напряжения анода равна амплитуде переменной составляющей напряжения на резисторе R_a.

Выходным напряжением усилительного каскада обычно является переменное анодное напряжение. Поэтому выходные зажимы присоединяют к аноду и общему минусу (катоду). Если на выходе не должно быть постоянного напряжения, то между анодом и выходным зажимом включают разделительный конденсатор C_p (рис. 7-10, *а*).

Через него на выход передается усиленное переменное напряжение, но для постоянного напряжения он является преградой. Емкость этого конденсатора выбирается такой, чтобы его сопротивление на самой низшей рабочей частоте было во много раз меньше сопротивления нагрузки $R_н$, подключенной к выходным зажимам. Тогда потери переменного напряжения на конденсаторе $C_р$ ничтожны. Когда сопротивление конденсатора $1/\omega C_р$ меньше 0,1 $R_н$, то потери переменного напряжения на $C_р$ менее 0,5%. Если нагрузкой служит только резистор $R_а$, то выходом являются его зажимы.

Анодный источник $E_а$ всегда шунтируется конденсатором достаточной емкости C, сопротивление которого для низшей рабочей частоты во много раз меньше, чем $R_а$ и R_i. Тогда устраняется влияние внутреннего сопротивления анодного источника. Иначе говоря, можно пренебречь сопротивлением конденсатора C для переменной составляющей анодного тока, т. е. считать, что этот конденсатор является коротким замыканием для переменного тока и на нем нет падения переменного напряжения. Поэтому эквивалентная схема анодной цепи каскада изображается весьма просто (рис. 7-10, *б*). В дальнейшем мы не будем изображать на схемах конденсатор C, считая, что он есть в самом источнике $E_а$. Например, если источником служит выпрямитель, то в нем имеется конденсатор большой емкости для сглаживания пульсаций, который играет роль конденсатора C. Источник сеточного смещения также шунтирован конденсатором C_1.

Выясним вредное влияние сеточного тока. Предположим, что усилительный каскад работает без отрицательного смещения сетки. Тогда при отрицательной полуволне переменного сеточного напряжения тока сетки нет, источник колебаний *ИК* работает вхолостую (без нагрузки) и напряжение сетки равно э. д. с. этого источника. Но при положительной полуволне возникнет сеточный ток, который создаст на внутреннем сопротивлении источника колебаний $R_{ИК}$ падение напряжения. В этом случае источник *ИК* работает с нагрузкой и напряжение на его зажимах, т. е. на сетке, меньше его э. д. с. на величину напряжения, потерянного внутри источника колебаний. Амплитуда положительной полуволны сеточного напряжения равна:

$$U'_{mc} = E_{mc} - I_{с.макс} R_{ИК}, \qquad (7\text{-}32)$$

где E_{mc} — амплитуда э. д. с. источника колебаний и $I_{с.макс}$ — максимальное значение сеточного тока, а амплитуда отрицательной полуволны равна $U''_{mc} = E_{mc}$.

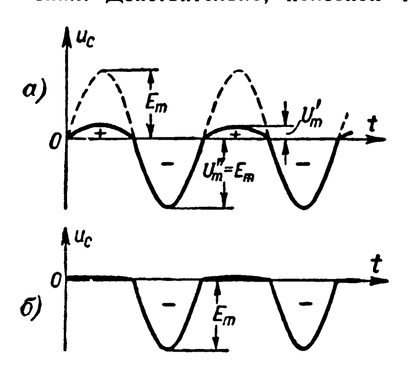
Внутреннее сопротивление $R_{ИК}$ источников колебаний (особенно маломощных) часто бывает значительным. Весьма заметным получается тогда и падение напряжения внутри источника *ИК*. В результате переменное напряжение сетки станет несинусоидальным, искаженным. Амплитуда положительной полуволны будет меньше, чем отрицательной (рис. 7-12, *а*). И чем больше амплитуда переменного сеточного напряжения, тем больше ток сетки и тем сильнее искажения. Они также возрастают при увеличении внутреннего сопротивления источника колебаний. Подобные искажения называются н е л и н е й н ы м и, так как они вызваны нелинейностью сопротивления участка сетка — катод лампы. Этот участок подобен диоду, т. е. обладает нелинейным сопротивлением. При положительном напряжении сетки это сопротивление такого же порядка, как внутреннее сопротивление диода, примерно до 1 000 *ом*. А при отрицательном напряжении оно

стремится к бесконечности. Источник колебаний *ИК* нагружен на такое нелинейное сопротивление, поэтому его напряжение искажается. По существу сеточная цепь работает в режиме выпрямления переменного тока, и напряжение сетки подобно напряжению анода выпрямительного диода (см. рис. 5-27, *в*). Поскольку напряжение сетки искажено, на выходе усилительного каскада получится искаженное усиленное напряжение.

Ток сетки, кроме того, уменьшает амплитуду усиленного напряжения. Действительно, полезной частью несинусоидального сеточного напряжения является только его первая гармоника, так как она представляет собой синусоидальное колебание с частотой, равной частоте э. д. с. источника *ИК*. Остальные составляющие, т. е. высшие гармоники, вредны. Они создаются за счет нелинейности участка сетка — катод и характеризуют возникшие искажения. Амплитуда первой гармоники, как показывает анализ, приближенно равна полусумме амплитуд положительной и отрицательной полуволн, т. е. является их средней величиной:

$$U_{m1} = \frac{U'_{mc} + U''_{mc}}{2}. \qquad (7\text{-}33)$$

Следовательно, U_{m1} меньше, чем амплитуда э. д. с. источника E_{mc}.



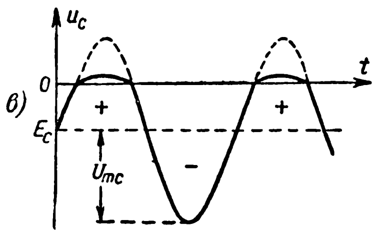


Рис. 7-12. Графики сеточного напряжения усилительного каскада для различных режимов цепи сетки.

Наиболее значительное уменьшение амплитуды полезной первой гармоники и наибольшие нелинейные искажения получаются в случае, когда $R_{ИК}$ во много раз больше сопротивления участка сетка — катод R_{c0}. Тогда при положительной полуволне напряжения источник колебаний практически работает в режиме короткого замыкания, т. е. в это время напряжение сетки близко к нулю. Например, если $R_{ИК} = 100$ *ком*, а $R_{c0} = 1$ *ком*, то при отрицательной полуволне напряжение сетки равно э. д. с. источника, а при положительной полуволне это напряжение составляет около 1% э. д. с., так как почти вся э. д. с. теряется на $R_{ИК}$. График напряжения сетки для такого случая дан на рис. 7-12, *б*. Практически напряжение состоит из одних отрицательных полуволн (положительные полуволны срезаны), и амплитуда первой гармоники U_{m1} равна примерно половине амплитуды э. д. с. источника:

$$U_{m1} \approx \frac{E_{mc}}{2}. \qquad (7\text{-}34)$$

Такой режим применяется в ограничителях, задачей которых является срезание части переменного напряжения, т. е. умышленное его искажение. Но для усиления без искажений этот режим недопустим.

Если сеточный ток устранен с помощью отрицательного напряжения смещения достаточной величины [см. условие (7-26)], то сопротивление участка сетка — катод равно бесконечности и источник колебаний *ИК* работает в режиме холостого хода в течение всего периода. Напряжение сетки все время равно э. д. с. источника. Амплитуды обеих полуволн этого напряжения одинаковы и имеют наибольшее возможное значение. В этом случае участок сетка — катод не нагружает источник *ИК*, т. е. не потребляет от него мощность. Следовательно, источник *ИК* может иметь любую малую мощность. Практически некоторую нагрузку для *ИК* создает так называемая входная емкость лампы, но она невелика и ее приходится учитывать лишь на более высоких частотах (см. § 7-8).

Таким образом, при работе усилительного каскада с отрицательным смещением сетки, устраняющим сеточный ток, искажений за счет этого тока нет. Если же амплитуда переменного напряжения сетки больше сеточного смещения ($U_{mc} > E_c$), то в некоторой части периода возникает сеточный ток, который создает искажения. Произойдет «срезание» той части положительной полуволны переменного сеточного напряжения, которая «заходит» в положительную область (рис. 7-12, *б*).

Вредное влияние на работу усилительного каскада оказывает также обратный сеточный ток. Этот ток, нагружая источник колебаний *ИК*, уменьшает его полезное напряжение и создает нелинейные искажения, так как характеристика обратного тока сетки нелинейна (см. рис. 6-30, *а*). Кроме того, если сопротивление сеточной цепи для обратного тока велико, то на этом сопротивлении обратный ток создает заметное падение напряжения, которое уменьшает отрицательное напряжение сеточного смещения. Так как обратный ток является нестабильным, то указанное явление приводит к нестабильности режима работы лампы.

Если обратный ток сетки ничтожно мал, то источник смещения E_c не нагружен, так как при положительном сеточном напряжении ток сетки создается источником колебаний *ИК*, а не источником E_c. Поскольку источник смещения не расходует энергии, а должен создавать лишь напряжение, то он может быть весьма маломощным. Если это сухая батарея, то она будет работать очень долго. Срок ее службы определится только саморазрядом и высыханием электролита.

Источник колебаний иногда может быть под постоянным напряжением, которое не должно попадать на сетку лампы. В таких случаях усиливаемое напряжение подают через трансформатор (рис. 7-13, *а*) или разделительный конденсатор (рис. 7-13, *б*). Напряжение смещения тогда подводится к сетке через вторичную обмотку входного трансформатора или сеточный резистор R_c, имеющий сопротивление от сотен килоом до единиц мегом.

Этот резистор служит также для того, чтобы на сетке не накопились в большом количестве электроны. Если R_c нет, цепь сетки разомкнута для постоянного сеточного тока, т. е. сетка изолирована от остальной схемы. Тогда попадающие на сетку электроны могут зарядить ее до такого отрицательного потенциала, что лампа запрется. А через R_c отрицательный заряд сетки стекает в виде небольшого тока и накопление этого заряда не произойдет.

Резистор R_c должен иметь достаточно большое сопротивление, чтобы не нагружать заметно источник колебаний, т. е. желательно соблюдать условие $R_c \gg R_{ИК}$. Но чрезмерно большое R_c не всегда удобно. Если на сетку придет большой импульс положительного напряжения (например, от какой-либо помехи), то сетка притянет большое количество электронов. На ней получится значительный отрицательный заряд, который может запереть лампу после прекращения

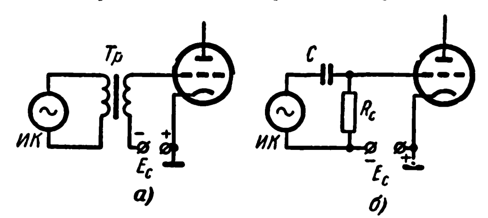


Рис. 7-13. Различные схемы включения источника усиливаемых колебаний («схемы входа»).

действия импульса. При очень большом R_c этот заряд стекает медленно и лампа будет сравнительно долго находиться в запертом состоянии.

Триод может усиливать переменные напряжения различных частот. Если в усилителях колебаний низкой частоты применяется анодный нагрузочный резистор, как показано на предыдущих схемах

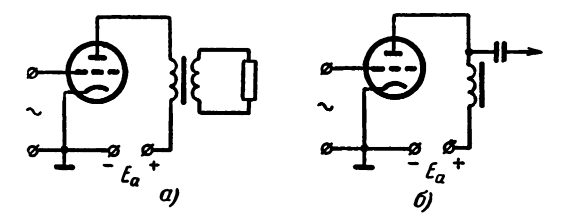


Рис. 7-14. Схемы трансформаторного (*а*) и дроссельного (*б*) усилительных каскадов.

(например, на рис. 7-10, *а*), то подобные каскады называются **реостатными** (**резистивными**). Широкое применение получили **трансформаторные усилители** (рис. 7-14, *а*). У них в анодную цепь включается первичная обмотка нагруженного трансформатора. Реже встречаются **дроссельные усилители**, у которых лампа нагружена на дроссель низкой частоты (рис. 7-14, *б*).

В усилителях колебаний высокой частоты в анодную цепь обычно включен резонансный колебательный контур, настроенный на частоту усиливаемых колебаний (рис. 7-15). Такие **резонансные усилители** применяются в радиоприемниках, радиопередатчиках и других устройствах. Параллельный контур *LC*, работая в режиме резонанса токов, имеет большое и чисто активное сопротивление. Генератором, питающим этот контур, является лампа. Постоянная

составляющая анодного тока свободно проходит через малое сопротивление катушки контура, а переменная составляющая анодного тока создает на контуре переменное напряжение, усиленное по сравнению с поданным на сетку.

Входная часть таких каскадов выполняется по любой из рассмотренных выше схем, т. е. источник колебаний может быть подключен

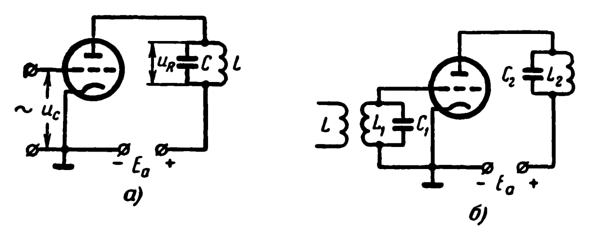


Рис. 7-15. Схемы резонансных усилительных каскадов.

к лампе непосредственно (рис. 7-10, *а*), через трансформатор (рис. 7-13, *а*) или через конденсатор (рис. 7-13, *б*). Часто в цепь сетки также включается резонансный контур (рис. 7-15, *б*).

7-6. ВЕЛИЧИНЫ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД

Важнейшей величиной, характеризующей усилительный каскад, является известный нам коэффициент усиления каскада K, равный отношению амплитуды переменного напряжения на нагрузочном резисторе U_{mR} к амплитуде переменного напряжения сетки U_{mc}:

$$K = \frac{U_{mR}}{U_{mc}}. \tag{7-35}$$

Амплитудные значения можно заменить действующими. Иначе говоря, K представляет собой отношение выходного переменного напряжения к входному:

$$K = \frac{U_{m\,вых}}{U_{m\,вх}}. \tag{7-36}$$

Если в усилительном каскаде нет трансформаторов, повышающих или понижающих напряжение, то коэффициент усиления каскада представляет собой рабочий коэффициент усиления лампы $\mu_д$. В усилительном каскаде с трансформаторами коэффициент усиления каскада, определенный через выходное и входное напряжение, учитывает коэффициенты трансформации примененных трансформаторов и не равен $\mu_д$. Поскольку изменение напряжения трансформаторами не связано непосредственно с усилительным действием лампы, то удобно и для трансформаторного каскада определять коэффициент усиления каскада по формуле (7-35), в которой под U_{mR} следует понимать напряжение на первичной обмотке трансформатора. Тогда коэффициент усиления трансформаторного каскада совпадает с величиной $\mu_д$. Можно в данном случае говорить о коэффициенте усиления трансфор-

маторного каскада по анодной цепи в отличие от полного коэффициента усиления каскада, учитывающего изменение напряжения в трансформаторах.

Если в усилительном каскаде имеются реактивные сопротивления, создающие фазовые сдвиги, то K окажется сложной комплексной величиной. Но в большинстве случаев сопротивление нагрузки считают активным и при определении K не учитывают сдвига фаз между выходным и входным напряжениями.

Применяя соотношения для рабочего режима лампы (см. § 7-3 и 7-4), можно написать следующие формулы:

$$I_{m\,\text{а}} = \frac{\mu U_{m\,\text{с}}}{R_i + R_{\text{а}}}, \tag{7-37}$$

$$K = \frac{\mu R_{\text{а}}}{R_i + R_{\text{а}}} \quad \text{или} \quad K = \frac{\mu \alpha}{1 + \alpha}. \tag{7-38}$$

Если трансформаторный каскад работает на средних частотах, то можно пренебречь влиянием реактивных сопротивлений и тогда $R_{\text{а}}$ является сопротивлением нагрузки вторичной цепи $R_{\text{н}}$, пересчитанным в первичную цепь:

$$R_{\text{а}} = n^2 R_{\text{н}}, \tag{7-39}$$

где n — коэффициент трансформации, равный отношению чисел витков первичной обмотки w_1 и вторичной обмотки w_2:

$$n = \frac{w_1}{w_2}. \tag{7-40}$$

В случае резонансного усилительного каскада величиной $R_{\text{а}}$ является эквивалентное сопротивление контура при резонансе $R_{\text{э}}$, которое определяется формулой

$$R_{\text{э}} = \frac{\rho^2}{r}, \tag{7-41}$$

где ρ — характеристическое сопротивление контура, равное сопротивлению индуктивной ветви $x_L = \omega_0 L$ или емкостной ветви $x = 1/\omega_0 C$ для резонансной частоты ω_0; r — сопротивление потерь контура, сосредоточенное главным образом в катушке, поскольку в конденсаторах потери ничтожно малы.

И, наконец, для дроссельного каскада можно считать приближенно сопротивление нагрузки чисто индуктивным ($x_L = \omega L$) и складывать его геометрически с R_i лампы.

Тогда формулы (7-37) и (7-38) следует писать так:

$$I_{m\,\text{а}} = \frac{\mu U_{m\,\text{с}}}{\sqrt{R_i^2 + x_L^2}} \tag{7-42}$$

и

$$K = \frac{\mu x_L}{\sqrt{R_i^2 + x_L^2}}. \tag{7-43}$$

Усиленное напряжение на выходе каскада определяется по формуле (7-31):

$$U_{mR} = I_{m\,\text{а}} R_{\text{а}} \quad \text{или} \quad U_{mR} = K U_{m\text{с}}. \tag{7-44}$$

Результат работы усилительного каскада характеризует также его полезная мощность $P_{вых}$, т. е. мощность переменной составляющей анодного тока в нагрузочном резисторе. Необходимо подчеркнуть, что полезной является только мощность переменного тока, так как усилительный каскад служит для усиления колебаний. Мощность постоянного тока в нагрузочном резисторе можно было бы получать непосредственно от источника $E_а$ без применения лампы.

Величина $P_{вых}$ определяется по одной из формул

$$P_{вых} = \frac{1}{2} I_{ma} U_{mR} = \frac{1}{2} I_{ma}^2 R_а = \frac{U_{mR}^2}{2R_а}. \qquad (7\text{-}45)$$

Коэффициент $^1/_2$ здесь поставлен потому, что взяты амплитудные значения. При вычислении $P_{вых}$ через действующие значения тока и напряжения, например измеренные измерительными приборами, коэффициент $^1/_2$ не нужен. Заменив ток I_{ma} по формуле (7-37), получим:

$$P_{вых} = \frac{\mu^2 U_{mc}^2 R_а}{2(R_i + R_а)^2}, \qquad (7\text{-}46)$$

а если разделить числитель и знаменатель на R_i^2 и ввести коэффициент нагрузки $\alpha = R_а/R_i$, то

$$P_{вых} = \frac{\mu S \alpha}{2(1+\alpha)^2} U_{mc}^2. \qquad (7\text{-}47)$$

Полезная мощность пропорциональна квадрату переменного напряжения сетки (при условии, что остальные величины в формуле постоянны), а также произведению μS.

Зависимость $P_{вых}$ от $R_а$ (или α) является более сложной. Если считать, что параметры лампы и амплитуда напряжения сетки неизменны, то $P_{вых}$ достигает максимума при $R_а = R_i$ или $\alpha = 1$, т. е. при известном условии отдачи максимальной мощности генератором. Но вследствие нелинейности ламп при $\alpha = 1$ получаются значительные нелинейные искажения усиленных колебаний. Для усиления с меньшими искажениями выбирают $\alpha = 2$ или более, хотя при увеличении α полезная мощность уменьшается.

Параметром усилительного каскада является его **коэффициент полезного действия** (к. п. д.). Принято рассматривать не полный к. п. д., учитывающий также расход мощности на накал, а к. п. д. по анодной цепи, равный отношению полезной мощности $P_{вых}$ к мощности постоянного тока P, питающей анодную цепь:

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P}. \qquad (7\text{-}48)$$

Мощность P есть произведение э. д. с. источника $E_а$ на постоянную составляющую анодного тока $I_{а.ср}$:

$$P = E_а I_{а.ср}. \qquad (7\text{-}49)$$

Таким образом, к. п. д. показывает, какая часть мощности, затраченной анодным источником на питание каскада, превращается в полезную мощность усиленных колебаний.

Разность мощностей P и $P_{вых}$ равна потерянной мощности:

$$P_{пот} = P - P_{вых}. \qquad (7\text{-}50)$$

В реостатном усилительном каскаде мощность потерь складывается из мощности $P_а$, выделяемой на аноде, и мощности постоянного тока, теряемой в нагрузочном резисторе. У реостатного каскада к. п. д. всегда мал, но подобные каскады применяются в качестве маломощных усилителей, главным образом, для усиления напряжения, и их низкий к. п. д. не имеет значения. Вообще у маломощных каскадов к. п. д. обычно не превышает нескольких процентов и бывает даже меньше 1%.

Так как к. п. д. показывает, экономично ли расходуется подводимая энергия, то особенно важно иметь его высоким при больших мощностях. Мощные усилительные каскады низкой частоты по трансформаторной схеме или каскады усиления высокой частоты с резонансным контуром в режимах работы с малыми искажениями имеют к. п. д. до 40—45%.

У таких каскадов к. п. д. более высок, в частности, потому, что сопротивление постоянному току первичной обмотки трансформатора или катушки колебательного контура невелико и потери подводимой мощности в нем незначительны. Для этих каскадов потерянная мощность представляет собой только мощность, выделяемую на аноде:

$$P_{пот} \approx P_а = P - P_{вых}. \qquad (7\text{-}51)$$

В этом случае при отсутствии переменного напряжения сетки, когда $P_{вых} = 0$, вся мощность P равна $P_а$, т. е. выделяется на аноде, и, конечно, $\eta = 0$. Подобный режим бывает иногда опасен, так как могут произойти перегрев анода и выход лампы из строя.

В специальных режимах, когда допускаются значительные искажения, но требуется возможно бóльшие полезная мощность и к. п. д., последний достигает 70—80%.

Повышению к. п. д. способствует отрицательное сеточное смещение. Оно уменьшает постоянную составляющую анодного тока, а следовательно, и подводимую мощность P, что и приводит к повышению к. п. д. Но при слишком большом смещении уменьшается полезная мощность из-за снижения крутизны лампы и возникают значительные нелинейные искажения, так как лампа работает на нижнем изгибе характеристики или даже часть периода заперта.

Не следует смешивать к. п. д. каскада с **коэффициентом усиления каскада по мощности** K_p, равным отношению полезной мощности $P_{вых}$ к мощности $P_с$, расходуемой источником колебаний в цепи сетки:

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_с}. \qquad (7\text{-}52)$$

Принципиальной особенностью усилительного каскада является усиление мощности колебаний. Оно и характеризуется величиной K_p. Но расчет мощности $P_с$, теряемой в цепи сетки, представляет трудности. Поэтому обычно пользуются коэффициентом усиления каскада по напряжению K. Для многих усилителей вообще можно не интересоваться величиной K_p, так как известно, что она очень велика.

Например, для каскада усиления низкой частоты, работающего без сеточных токов, мощность $P_с$ теоретически равна нулю и $K_p = \infty$. В действительности же мощность $P_с > 0$, но ничтожно мала, так как определяется лишь малым током утечки в несовершенной изоляции цепи сетки. Если имеется сеточный резистор $R_с$ (см. рис. 7-13, *б*),

то P_c определяется в основном потерями в нем и может быть определена формулой

$$P_c = \frac{U_{mc}^2}{2R_c}. \qquad (7\text{-}53)$$

Так как R_c обычно велико, то мощность получается ничтожной. Если, например, $U_{mc} = 2$ *в* и $R_c = 100$ *ком*, то

$$P_c = \frac{2^2}{2 \cdot 10^5} = 2 \cdot 10^{-5}\ \textit{вт} = 0{,}02\ \textit{мвт} = 20\ \textit{мквт}.$$

Благодаря очень малой мощности P_c величина K_p в усилителях низкой частоты, работающих без сеточных токов, может достигать десятков тысяч (для сравнения вспомним, что к. п. д. всегда меньше 1, а коэффициент усиления по напряжению K всегда меньше μ).

При работе усилителя с сеточными токами P_c значительно увеличивается и K_p резко уменьшается. Снижение K_p происходит и на более высоких частотах, на которых потери энергии в цепи сетки возрастают. Особенно велики потери на сверхвысоких частотах (см. гл. 10). На дециметровых и сантиметровых волнах K_p может стать меньше 1. Применение такого «усилительного» каскада становится бесполезным и даже вредным.

Большое значение имеет в х о д н о е с о п р о т и в л е н и е л а м п ы, т. е. то сопротивление, которое лампа оказывает источнику колебаний, включенному в цепь сетки. От величины и характера входного сопротивления зависит режим источника колебаний.

Входное сопротивление надо считать состоящим из двух параллельно соединенных сопротивлений: активного и реактивного. Последнее является сопротивлением входной емкости лампы (см. § 7-8). На низких частотах это реактивное сопротивление очень велико и допустимо его шунтирующим влиянием пренебречь, т. е. считать входное сопротивление чисто активным. А в усилителях высокой частоты в цепь сетки обычно включается резонансный колебательный контур и входная емкость просто добавляется к емкости контура, что учитывается при его расчете и настройке. Следовательно, и в таких каскадах необходимо рассматривать лишь влияние активного входного сопротивления $R_{вх}$.

При отсутствии тока сетки и работе на низких частотах $R_{вх} \to \infty$. Это наиболее выгодно, так как источник колебаний работает в режиме холостого хода и его напряжение наибольшее, равное э. д. с. Если имеется резистор R_c (рис. 7-13, *б*), то входное сопротивление каскада, очевидно, равно R_c.

Сеточный ток резко уменьшает входное сопротивление. Как известно, сопротивление R_{ic} при положительном напряжении сетки составляет не более 1 *ком*. Когда напряжение сетки становится положительным в течение некоторой части периода (см. рис. 7-12, *в*), то возникает импульс сеточного тока. Таким образом, сеточный ток является пульсирующим, причем длительность импульсов тока меньше, чем промежутки между ними. Сопротивление участка сетка—катод для каждого импульса сеточного тока имеет величину R_{ic} менее 1 *ком*, а в промежутках между импульсами это сопротивление равно бесконечности.

Как видно, входное сопротивление изменяется в широких пределах, т. е. является нелинейным. Поэтому указание одной эквивалентной величины входного сопротивления представляет собой слож-

ную и не вполне определенную задачу. Решая ее с разных точек зрения, получим разные результаты. Очевидно, что входное сопротивление имеет некоторую среднюю величину между бесконечностью и 1 *ком*. Чем меньше положительное напряжение сетки и длительность импульсов сеточного тока по сравнению с промежутками между ними, тем больше $R_{вх}$ (ближе к бесконечности). И наоборот, чем больше положительное напряжение сетки и длительнее импульсы сеточного тока, тем меньше становится $R_{вх}$, приближаясь к 1 *ком*.

Если источник колебаний дает синусоидальную э. д. с., то за $R_{вх}$ принимают сопротивление участка сетка — катод для первой гармоники пульсирующего сеточного тока

$$R_{вх} = \frac{U_{m\,c1}}{I_{m\,c1}}, \tag{7-54}$$

где $U_{m\,c1}$ и $I_{m\,c1}$ — соответственно амплитуды первых гармоник сеточного напряжения и сеточного тока.

Иногда $R_{вх}$ определяют по величине мощности P_c:

$$P_c = \frac{U^2_{mc}}{2R_{вх}}, \tag{7-55}$$

тогда получаем:

$$R_{вх} = \frac{U^2_{mc}}{2P_c}, \tag{7-56}$$

т. е. $R_{вх}$ уменьшается пропорционально увеличению P_c.

Возможны и другие способы расчета $R_{вх}$. Из-за отсутствия единого подхода к определению величины $R_{вх}$ при указании его значения следует оговаривать, что понимается под ним в каждом конкретном случае.

На сверхвысоких частотах $R_{вх}$ резко уменьшается и его определение рассмотрено в гл. 10.

7-7. ГРАФО-АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ РЕЖИМА УСИЛЕНИЯ

Графо-аналитический расчет производят либо по анодно-сеточным характеристикам, либо по анодным. Первые дают бо́льшую наглядность, но меньшую точность. Расчет по анодным характеристикам, наоборот, более точен и применяется чаще.

Рассмотрим расчет режима усиления по анодно-сеточным характеристикам. Пусть имеется семейство таких характеристик (рис. 7-16), а также известны напряжение анодного источника E_a и сопротивление резистора нагрузки R_a. Последнее может быть выбрано по соображениям, приведенным выше (§ 7-4). По величинам E_a и R_a строим рабочую характеристику, показанную на рис. 7-16 жирной линией.

Для дальнейшего построения надо знать сеточное смещение E_c и амплитуду переменного напряжения сетки U_{mc}. Они могут быть заданы или выбраны на основании тех или иных соображений. Если необходимо усиление с малыми искажениями, то E_c и U_{mc} должны быть такими, чтобы лампа работала в пределах линейного участка рабочей характеристики и без сеточного тока. В этом случае надо взять линейный участок характеристик слева от оси тока. Его проекция на ось сеточного напряжения определяет двойную амплитуду переменного сеточного напряжения, максимальную для работы без иска-

жений, а сеточное смещение равно этой амплитуде. На рис. 7-16 показаны построения, соответствующие более общему случаю усиления с некоторыми искажениями за счет использования части нижнего нелинейного участка характеристики.

Смещение E_c определяет рабочую точку T характеристики. Эта точка соответствует постоянному сеточному напряжению или нулю переменного напряжения сетки. Рабочая точка определяет анодный ток покоя I_{a0}, протекающий в режиме покоя, т. е. при отсутствии переменного напряжения сетки. Справа от характеристики изображены оси координат для графика изменения анодного тока во времени. Здесь показан ток I_{a0}.

График переменного напряжения сетки изображен под характеристикой. Его ось времени перпендикулярна оси напряжения и поэтому направлена вниз. Обычно ее показывают как нулевую ось для

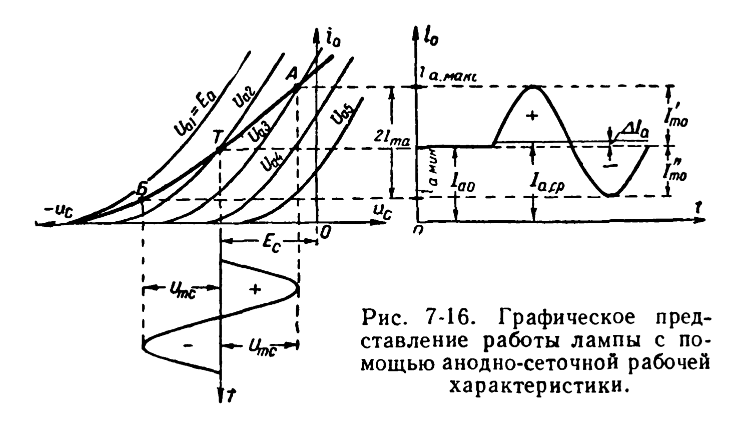


Рис. 7-16. Графическое представление работы лампы с помощью анодно-сеточной рабочей характеристики.

переменного напряжения. Если ее направить из начала координат, то она будет нулевой осью для всего пульсирующего сеточного напряжения. Амплитуды переменного напряжения сетки соответствуют точкам A и $Б$ на характеристике.

Участок $AБ$ называют рабочим участком, так как в его пределах происходит работа лампы. Точки A и $Б$ определяют максимальное и минимальное значения пульсирующего анодного тока $i_{а.макс}$ и $i_{а.мин}$, а проекции отрезков TA и $TБ$ на вертикальную ось определяют амплитуды полуволн переменной составляющей анодного тока. График этого тока построен справа.

Если рабочий участок линейный, то усиление происходит без искажений и переменная составляющая анодного тока синусоидальна. Амплитуды ее полуволн одинаковы

$$I'_{ma} = I''_{ma} = I_{ma}, \tag{7-57}$$

а постоянная составляющая $I_{а.ср}$ равна току покоя

$$I_{а.ср} = I_{a0}. \tag{7-58}$$

Если рабочий участок нелинейный (рис. 7-16), то изменения анодного тока несинусоидальны, т. е. возникают нелинейные искажения.

Положительная полуволна усиливается на участке с большей крутизной и ее амплитуда больше, чем у отрицательной полуволны:

$$I'_{m\text{а}} > I''_{m\text{а}}. \tag{7-59}$$

Полезной частью переменной составляющей анодного тока является ее первая гармоника. Она представляет собой синусоидальное колебание с частотой переменного сеточного напряжения. Амплитуда первой гармоники $I_{m\text{а}}$ равна среднему арифметическому амплитуд обеих полуволн

$$I_{m\text{а}} = \frac{I'_{m\text{а}} + I''_{m\text{а}}}{2} \tag{7-60}$$

или

$$I_{m\text{а}} = \frac{i_{\text{а.макс}} - i_{\text{а.мин}}}{2}. \tag{7-61}$$

Иначе говоря, проекция рабочего участка *АБ* на ось тока равна двойной амплитуде $2I_{m\text{а}}$.

В анодном токе содержатся еще высшие гармоники, определяющие степень нелинейных искажений, так как они внесены в процессе усиления за счет нелинейности лампы. Наибольшую амплитуду имеет вторая гармоника. Приближенно ее можно найти по формуле

$$I_{m\text{а}2} \approx \frac{I'_{m\text{а}} - I''_{m\text{а}}}{4}, \tag{7-62}$$

или

$$I_{m\text{а}2} \approx \frac{i_{\text{а.макс}} + i_{\text{а.мин}} - 2I_{\text{а}0}}{4}. \tag{7-63}$$

Для оценки нелинейных искажений пользуются к о э ф ф и ц и е н т о м   г а р м о н и к $k_\text{г}$ (или к о э ф ф и ц и е н т о м   н е л и н е й н ы х   и с к а ж е н и й). Он представляет собой отношение суммарного действующего значения всех высших гармоник, внесенных при усилении, к действующему значению первой гармоники. Приближенно можно определять $k_\text{г}$, учитывая только вторую гармонику:

$$k_\text{г} \approx \frac{I_{m\text{а}2}}{I_{m\text{а}}}. \tag{7-64}$$

Вследствие того, что положительная полуволна больше отрицательной, постоянная составляющая анодного тока $I_{\text{а.ср}}$ становится больше тока покоя $I_{\text{а}0}$. Разность этих токов, т. е. приращение постоянного анодного тока $\Delta I_\text{а}$, численно равна амплитуде второй гармоники и может быть определена по формуле (7-62) или (7-63).

Отсюда следует, что

$$I_{\text{а.ср}} = I_{\text{а}0} + \Delta I_\text{а} = \frac{i_{\text{а.макс}} + i_{\text{а.мин}} + 2I_{\text{а}0}}{4}. \tag{7-65}$$

Изменение постоянного анодного тока при переходе от режима покоя к режиму усиления является признаком нелинейных искажений. Когда миллиамперметр, измеряющий постоянную составляющую анодного тока, показывает одну и ту же величину при отсутствии и наличии переменного напряжения сетки, то нелинейные искажения отсутствуют. Если же при подаче переменного напряжения сетки показание миллиамперметра возрастает, то налицо нелинейные искажения, причем приращение тока равно амплитуде второй гармоники.

Формулы (7-60) — (7-65) для приближенного расчета составляющих анодного тока получены в предположении, что рабочий участок параболический, т. е. что зависимость анодного тока от сеточного напряжения является уравнением второй степени. В действительности она более сложна, но для многих случаев такой приближенный расчет допустим.

Когда найдены токи I_{ma} и $I_{а.ср}$, надо рассчитать по формулам (7-30), (7-35), (7-45), (7-49) и (7-48) усиленное напряжение U_{mR}, коэффициент усиления каскада K, полезную мощность $P_{вых}$, подводимую мощность P и к. п. д. η. Они будут определены гораздо точнее, нежели при расчете с помощью статических параметров.

Точки A, T и $Б$ рабочего участка лежат на статических характеристиках, соответствующих анодным напряжениям $u_{а.мин}$, $U_{а0}$ и

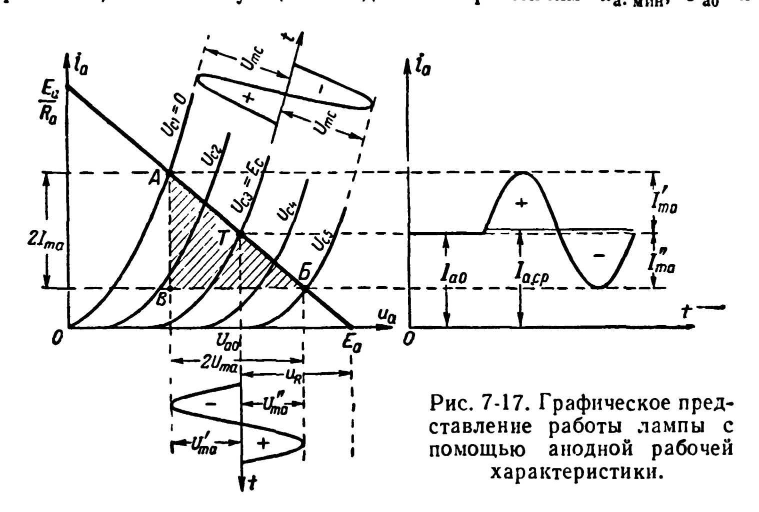


Рис. 7-17. Графическое представление работы лампы с помощью анодной рабочей характеристики.

$u_{а.макс}$. Если определить эти напряжения, то по ним можно рассчитать, так же как и для тока, амплитуды первой и второй гармоник усиленного напряжения. Однако такой расчет неудобен и менее точен, поскольку на графике нет линейного масштаба анодного напряжения и у анодно-сеточных характеристик сдвиг не строго пропорционален анодному напряжению. Удобнее вести расчеты для тока, а затем находить напряжение по закону Ома.

На рис. 7-17 приведены графические построения для расчета режима усиления с помощью анодных характеристик. Они более точны, так как анодная рабочая характеристика — прямая линия и может быть построена точнее, нежели криволинейная анодно-сеточная рабочая характеристика. Кроме того, в системе координат $i_а$, $u_а$ имеется линейный масштаб анодного напряжения, и поэтому можно построить график колебаний усиленного анодного напряжения.

Анодная рабочая характеристика построена по величинам $E_а$ и $R_а$. Точка T, соответствующая смещению $E_с$, является рабочей точкой. Построение на рис. 7-17 показано для частного случая, когда $U_{mc} = E_c$. Ось времени для переменного напряжения сетки изображена в виде продолжения статической характеристики для $u_с = E_с$.

Амплитуды положительной и отрицательной полуволн сеточного напряжения соответствуют максимальному и минимальному сеточным напряжениям (в данном случае $U_{с1} = 0$ и $U_{сб}$), которые определяют конечные точки рабочего участка $А$ и $Б$. Поскольку в данной системе координат нет оси сеточного напряжения с линейным масштабом, это напряжение может оказаться изображенным искаженно. Геометрически амплитуды полуволн переменного сеточного напряжения неодинаковы, хотя это напряжение изменяется по синусоидальному закону.

Справа построен, как и на рис. 7-16, график изменений анодного тока. Определение I_{ma}, I_{ma2}, $I_{а.ср}$ делают с помощью формул (7-60) — (7-65) так же, как и при анодно-сеточной характеристике. Хотя сама анодная рабочая характеристика является прямой линией, нелинейность лампы сказывается в том, что нижняя часть $ТБ$ рабочего участка может быть в области нижних изгибов статических характеристик, а это вызовет уменьшение амплитуды отрицательной полуволны анодного тока. Проекция рабочего участка $АБ$ на ось тока и здесь равна $2I_{ma}$.

Под семейством характеристик дан график изменений анодного напряжения. На нем ось времени расположена вертикально против рабочей точки, т. е. она соответствует анодному напряжению $U_{а0}$ в режиме покоя. Этот график наглядно показывает сдвиг фаз на 180° между переменными напряжениями сетки и анода. Положительной полуволне сеточного напряжения соответствует отрицательная полуволна анодного напряжения, и наоборот. График анодного напряжения вместе с тем показывает изменение напряжения на нагрузочном резисторе u_R, если отсчитывать его от вертикальной линии, соответствующей $u_а = E_а$. Видно, что $u_а$ и u_R изменяются в противофазе.

Амплитуды полуволн переменного анодного напряжения U'_{ma} и U''_{ma} получаются неодинаковыми за счет нелинейности лампы. Поэтому по таким же формулам, как и для тока, можно определить первую и вторую гармоники и постоянную составляющую анодного напряжения. Однако если определены гармоники тока, то проще умножить их на $R_а$, чтобы получить гармоники напряжения анода. Можно также использовать то, что проекция рабочего участка $АБ$ на ось напряжений равна $2U_{ma} = 2U_{mR}$. По найденным токам и напряжениям вычисляются остальные величины, характеризующие усилительный каскад (коэффициент усиления, мощности, к. п. д.). Для этого применяются прежние формулы.

В рассматриваемом расчете полезная мощность характеризуется заштрихованным прямоугольным треугольником $АБВ$, у которого гипотенузой является рабочий участок $АБ$. Будем называть его треугольником мощности. Катеты этого треугольника в соответствующем масштабе равны удвоенным значениям амплитуд I_{ma} и U_{mR}. Следовательно, площадь треугольника пропорциональна учетверенной полезной мощности.

Часто бывает необходимо подобрать режим усилительного каскада, обеспечивающий получение желательных результатов, например малых нелинейных искажений или наибольшей полезной мощности. Для этого вращают линейку вокруг точки на оси напряжения, соответствующей $u_а = E_а$ (рис. 7-18), и одновременно подбирают размеры рабочего участка $АБ$ и положение рабочей точки $Т$. Наибольшая полезная мощность получается при максимальном значении произведения проекций рабочего участка $АБ$ на оси координат, т. е. при

максимальной площади треугольника мощности. Малые нелинейные искажения будут, если отрезки *ТА* и *ТБ* одинаковы. Точки *А*, *Т* и *Б* определяют смещение E_c и амплитуду переменного напряжения сетки U_{mc}. Сопротивление нагрузки при выбранном положении линейки находят путем деления E_a на ток, соответствующий точке пересечения рабочей характеристики с осью тока.

Принципы графических построений, рассмотренные для случая усиления с небольшими искажениями, остаются в силе и для других режимов с иным положением рабочей точки и другим значением U_{mc}. Некоторые изменения в построениях характерны для усилительных каскадов высокой частоты с анодным резонансным контуром (см. рис. 7-15) или для трансформаторного включения нагрузки (см. рис. 7-14,*а*). Для подобных каскадов иначе строится рабочая характеристика. Это объясняется тем, что резонансный контур или нагруженный трансформатор имеют различные сопротивления для постоянной и переменной составляющих анодного тока. Катушка контура или первичная обмотка трансформатора для постоянного тока представляет сравнительно малое сопротивление. Можно пренебречь потерей части постоянного питающего напряжения на этом сопротивлении и считать приближенно, что постоянное анодное напряжение U_{a0} равно напряжению анодного источника:

$$U_{a0} \approx E_a. \qquad (7\text{-}66)$$

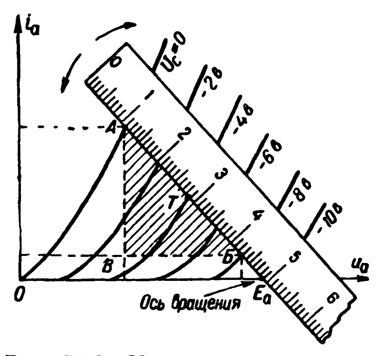


Рис. 7-18. Нахождение наивыгоднейшей анодной рабочей характеристики.

Но для переменной составляющей анодного тока сопротивление резонансного контура велико [формула (7-41)]. Оно бывает порядка тысяч и десятков тысяч ом. Таким же может быть определяемое формулой (7-39) сопротивление переменному току со стороны первичной обмотки нагруженного трансформатора. Эти сопротивления получаются порядка одного или нескольких R_i. Следовательно, по постоянному анодному току лампа работает в режиме без нагрузки, а по переменному току — в режиме нагрузки. Основное уравнение рабочего режима (7-1) теперь надо писать иначе:

$$u_a = E_a - \Delta i_a R_a. \qquad (7\text{-}67)$$

Вместо тока i_a следует учитывать только приращение тока Δi_a, т. е. переменную составляющую тока, поскольку нагрузочное сопротивление R_a имеется лишь для нее. Под Δi_a здесь следует понимать изменение тока с достаточной большой частотой, например с резонансной частотой контура, так как только на этой частоте контур обладает большим и чисто активным сопротивлением R_a.

Для построения анодной рабочей характеристики по уравнению (7-67) положим $\Delta i_a = 0$ и тогда $u_a = E_a$. Этому случаю соответствует рабочая точка *Т* (рис. 7-19), определяющая режим покоя. Чтобы нанести ее на график, надо знать еще сеточное смещение E_c. Точка *Т* определяет ток покоя I_{a0}. Вторую точку рабочей характеристики

найдем, положив $u_a = 0$. Тогда $\Delta i_a = E_a/R_a$ и на оси ординат получается точка N, которая нужна лишь для построения. Она (и ряд точек около нее) не соответствует реальному режиму, так как при $u_a = 0$ в лампе не может быть наибольший анодный ток. Через точки T и N проводим прямую, которая является рабочей характеристикой. Для сравнения на рис. 7-19 показана *штриховой линией* рабочая характеристика для реостатного каскада с таким же сопротивлением R_a, т. е. для случая, когда R_a одинаково для постоянного и переменного токов. Эта характеристика сдвинута вниз на величину тока покоя I_{a0}.

Особенности рабочей характеристики трансформаторного или резонансного каскада сводятся к следующему. Рабочей точке соответствует напряжение E_a, а не $U_{a0} = E_a - I_{a0}R_a$. Для построения рабочей характеристики в случае реостатного каскада на оси тока от начала координат откладывался отрезок E_a/R_a, а в данном случае такой отрезок откладывается от уровня тока I_{a0}, т. е. характеристика проходит выше. Интересно, что при отрицательной полуволне переменного напряжения сетки анодный ток уменьшается ($\Delta i_a < 0$ и $i_a < I_{a0}$), а напряжение на аноде становится больше E_a. Весь участок TM рабочей характеристики соответствует анодным напряжениям, превышающим напряжение источника.

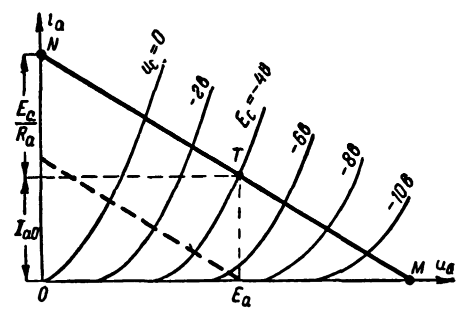


Рис. 7-19. Анодная рабочая характеристика лампы, работающей в трансформаторном или резонансном усилительном каскаде.

Это странное на первый взгляд явление объясняется наличием в анодной цепи накопителей энергии — индуктивности первичной обмотки трансформатора или индуктивности и емкости колебательного контура. Действительно, если $\Delta i_a > 0$, ток возрастает и происходит накопление энергии в магнитном поле катушки. Приращение тока имеет такой же знак, как и сам ток, падение напряжения на R_a вычитается из E_a и напряжение анода понижается. В данном случае возникающая в катушке контура или обмотке трансформатора э. д. с. самоиндукции направлена навстречу току и противодействует его нарастанию. Она направлена навстречу э. д. с. источника E_a, и напряжение анода становится меньше E_a.

При уменьшении тока происходит обратное явление. Электродвижущая сила самоиндукции меняет свой знак и поддерживает ток. Она складывается с э. д. с. источника E_a, и напряжение анода возрастает. Иначе говоря, падение напряжения на R_a меняет знак и не вычитается из E_a, а складывается с ним. Это же следует из уравнения (7-67). Когда $\Delta i_a < 0$, величина $\Delta i_a R_a$ прибавляется к E_a. При $\Delta i_a = -I_{a0}$ получается максимальное анодное напряжение $u_{a.\,макс} = E_a + I_{a0}R_a$, соответствующее точке M.

Таким образом, в трансформаторном или резонансном усилительном каскаде мгновенное напряжение анода может быть значительно выше E_a. В остальном графические построения и вычисления

для режима усиления делаются прежним порядком по рис. 7-17 и приведенным выше формулам.

На основании уравнения (7-67) можно построить по точкам анодно-сеточную рабочую характеристику. Для этого подставляют в данное уравнение анодные напряжения, соответствующие имеющимся статическим характеристикам, и вычисляют величины Δi_a, которые с учетом их знака прибавляют к току покоя I_{a0}. При $u_a < E_a$ значения Δi_a положительны, а для $u_a > E_a$ они отрицательны. Рабочая точка соответствует $u_a = E_a$, смещению E_c и току I_{a0}. Характеристика будет сдвинута вверх на величину I_{a0} по отношению к рабочей характеристике для реостатного каскада при таком же R_a.

7-8. МЕЖДУЭЛЕКТРОДНЫЕ ЕМКОСТИ ТРИОДА

На работу триода вредное влияние оказывают междуэлектродные емкости, зависящие от конструкции лампы. Различают «холодные» емкости у лампы, не включенной в схему, и «горячие» емкости у работающей лампы. Емкости зависят также от режима работы лампы. В частности, в режиме нагрузки емкости имеют иные значения, нежели в режиме без нагрузки.

На разных частотах измеренное значение той или иной междуэлектродной емкости получается различным. Это объясняется главным образом влиянием индуктивностей выводов от электродов. Действительно, в данном случае измеряется сопротивление между выводами пары электродов. Реактивная составляющая этого сопротивления равна $x = x_L - x_C$, где x_L — сопротивление индуктивности выводов и x_C — сопротивление междуэлектродной емкости. На низких частотах x_C весьма велико, а x_L ничтожно, так как индуктивность выводов очень мала. Поэтому на низких частотах $x = x_C$. Но на высоких частотах x_L возрастает, x_C уменьшается и x_L может быть сравнимо с x_C. Измеренное значение x будет меньше x_C, и определенная из такого измерения емкость окажется больше истинной. Величину емкости, которая учитывает влияние индуктивности, называют действующей или эквивалентной емкостью. Все междуэлектродные емкости влияют тем сильнее, чем выше частота.

Триод имеет три междуэлектродные емкости, которые на схемах иногда показывают символами конденсаторов, но штриховыми линиями (рис. 7-20, *а*). Емкость сетка — катод $C_{с.к}$ называют входной ($C_{вх}$), емкость анод — катод $C_{а.к}$ — выходной ($C_{вых}$) и емкость анод-сетка $C_{а.с}$ — проходной ($C_{пр}$). Эти емкости у ламп малой и средней мощности бывают от единиц до 10—20 *пф*. У мощных ламп они доходят до десятков пикофарад. Значения этих емкостей, приводимые в справочниках, включают в себя не только емкости между электродами, но и емкости между выводами от электродов.

Рассмотрим влияние на работу усилительного каскада каждой междуэлектродной емкости.

При достаточном сеточном смещении, казалось бы, не должно быть сеточного тока. Однако за счет входной емкости $C_{с.к}$ в цепи сетки существует емкостный ток. Иначе говоря, входная емкость нагружает источник колебаний *ИК*. Емкостный ток, проходящий от источника *ИК* через $C_{с.к}$, создает падение напряжения на внутреннем сопротивлении этого источника $R_{ИК}$. В результате уменьшается

полезное переменное напряжение на зажимах $ИК$, т. е. на входе лампы. Уменьшение переменного напряжения сетки приводит к уменьшению переменного анодного тока, усиленного переменного напряжения в анодной цепи и полезной мощности. Чем выше частота, тем меньше сопротивление входной емкости, тем больше емкостный сеточный ток и потеря напряжения на $R_{ИК}$.

Это явление практически незаметно на низких частотах, но на высоких частотах оно может значительно ухудшить полезный эффект работы усилительного каскада. С влиянием $C_{с.к}$ можно не считаться только на частотах, для которых сопротивление $1/\omega C_{с.к}$ во много раз больше $R_{ИК}$. Отсюда следует, что чем выше сопротивление $R_{ИК}$, тем сильнее и на более низких частотах сказывается влияние входной емкости.

Пусть, например, $R_{ИК} = 100$ *ком* и $C_{с.к} = 10$ *пф*. Тогда на частоте 500 *гц* сопротивление $1/\omega C_{с.к} = 32$ *Мом*. Такое большое сопро-

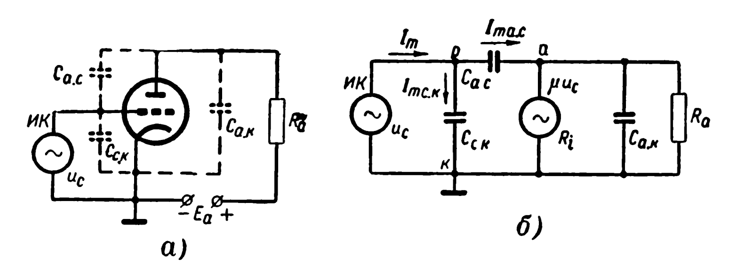


Рис. 7-20. Междуэлектродные емкости триода (*а*) и полная эквивалентная схема усилительного каскада с учетом всех емкостей (*б*).

тивление равносильно разрыву цепи. Но если повысить частоту до 50 *Мгц*, т. е. в 10^6 раз, то сопротивление входной емкости во столько же раз уменьшится и станет равным 320 *ом*. Оно будет сильно нагружать источник колебаний, и напряжение источника понизится.

Вредное действие выходной емкости состоит в том, что она шунтирует нагрузочный резистор усилительного каскада. Это видно из рассмотрения эквивалентной схемы усилительного каскада для переменного тока (рис. 7-20, *б*). Данная схема является наиболее полной, учитывающей междуэлектродные емкости. Она составлена для сеточной и анодной цепей, а не только для одной анодной цепи, как мы это делали раньше. Лампа, как обычно, заменена эквивалентным генератором с э. д. с. μU_c и внутренним сопротивлением R .

Из-за наличия выходной емкости $C_{а.к}$ лампа работает на нагрузочное сопротивление $z_а$, состоящее из параллельно соединенных $R_а$ и $C_{а.к}$. На низких частотах сопротивление $1/\omega C_{а.к}$ во много раз больше $R_а$ и емкость практически не влияет. За нагрузочное сопротивление на этих частотах можно принимать только $R_а$. Но на высоких частотах сопротивление $1/\omega C_{а.к}$ может быть одного порядка с $R_а$ и даже меньше. Общее сопротивление нагрузки $z_а$ станет значительно меньше $R_а$ и это приведет к понижению коэффициента усиления каскада. Чем больше $R_а$, тем сильнее и на более низких частотах сказывается шунтирующее влияние выходной емкости лампы.

На более высоких частотах емкость $C_{а.к}$ вызывает также дополнительный фазовый сдвиг выходного напряжения, так как сопротивление нагрузки уже является не чисто активным, а емкостным. С повышением частоты этот сдвиг фаз увеличивается. При усилении звуковых колебаний такое изменение фазы не имеет значения, но для усиления телевизионных сигналов и в ряде других случаев оно недопустимо.

В каскадах, имеющих в качестве анодного нагрузочного сопротивления колебательный контур (в усилителях высокой частоты и генераторах), $C_{а.к}$ входит в состав контура и добавляется к его емкости. В таких случаях она не оказывает вредного влияния. Но при расчете и устройстве контура учитывают емкость $C_{а.к}$ и применяют в контуре конденсатор с емкостью, меньше расчетной на величину $C_{а.к}$. Практически контур все равно подстраивается на нужную частоту. Но на весьма высоких частотах может оказаться, что емкость контура должна быть меньше емкости $C_{а.к}$. Очевидно, построить такой контур невозможно, т. е. из-за наличия выходной емкости лампа непригодна для работы на данной частоте совместно с колебательным контуром. При наличии резонансного контура в цепи сетки также необходимо учитывать, что входная емкость лампы добавляется к емкости этого контура.

В радиоэлектронной аппаратуре часто приходится осуществлять усиление телевизионных и различных других импульсных сигналов. Такие сигналы весьма сложны и содержат много гармоник, т. е. имеют очень широкий частотный спектр. Для их усиления необходимы усилители без резонансных контуров. Вследствие влияния входной и выходной емкостей в таких усилителях с повышением частоты усиление уменьшается (если не приняты специальные меры для увеличения усиления на высших частотах).

Возможность применения ламп для усиления в широком диапазоне частот характеризует специальный параметр — **коэффициент широкополосности** (γ) *. Он равен отношению крутизны лампы S к сумме ее входной и выходной емкостей:

$$\gamma = \frac{S}{C_{вх} + C_{вых}}. \qquad (7\text{-}68)$$

Таким образом, чем больше крутизна и меньше емкости $C_{вх}$ и $C_{вых}$, тем в более широком диапазоне частот лампа дает удовлетворительное усиление. У лучших ламп γ доходит до 1—3 *ма/в · пф*. Для повышения γ особенно важно увеличение крутизны, так как значительное уменьшение емкостей невозможно.

Наиболее вредное влияние оказывает проходная емкость $C_{а.с}$. За счет этой емкости возникают три нежелательных явления.

Прежде всего проходная емкость нагружает источник колебаний, причем ее влияние эквивалентно действию некоторой значительно большей емкости, определяемой формулой

$$C_{вх.раб} = C_{с.к} + C_{а.с}(1 + K). \qquad (7\text{-}69)$$

Ее называют **входной емкостью триода в рабочем режиме** ($C_{вх.раб}$) или входной емкостью усилительного каскада с триодом.

---

* Иногда его называют добротностью лампы и обозначают D, что неудачно, так как в прошлом этим термином называли произведение μS, а буквой D обозначают проницаемость.

Она составлена из емкости сетка — катод и емкости анод — сетка, умноженной на $(1 + K)$, т. е. действие емкости $C_{а.с}$ в рабочем режиме увеличивается в $(1 + K)$ раз. Это объясняется тем, что в рабочем режиме на аноде получается усиленное в K раз переменное напряжение и к емкости $C_{а.с}$ приложено напряжение, в $(1 + K)$ раз большее, чем $U_{mс}$. Ток через эту емкость получается тоже в $(1 + K)$ раз бо́льшим, чем в случае, если бы на емкости $C_{а.с}$ было только напряжение $U_{mс}$. Но увеличение тока, нагружающего источник с напряжением $U_{mс}$, равносильно увеличению емкости. Следовательно, проходная емкость лампы в рабочем режиме создает для источника колебаний нагрузку на емкость $C_{а.с}(1 + K)$.

В режиме без нагрузки $K = 0$ и входная емкость усилительного каскада равна сумме емкостей $C_{с.к}$ и $C_{а.с}$:

$$C_{вх} = C_{с.к} + C_{а.с}, \tag{7-70}$$

так как эти емкости соединены параллельно, что видно из эквивалентной схемы для режима без нагрузки (рис. 7-21). Таким образом, в рабочем режиме входная емкость усилительного каскада получается значительно большей, чем в режиме без нагрузки.

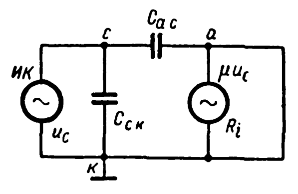


Рис. 7-21. Эквивалентная схема для режима триода без нагрузки.

Например, если $C_{с.к} = 5$ *пф*, $C_{а.с} = 3$ *пф* и $K = 40$, то в режиме без нагрузки $C_{вх} = 5 + 3 = 8$ *пф*, а в рабочем режиме $C_{вх.раб} = 5 + 3(1 + 40) = 5 + 123 = 128$ *пф*, т. е. получается увеличение емкости в 16 раз.

Второе вредное влияние емкости $C_{а.с}$ заключается в том, что через нее от источника колебаний *ИК* проходит переменный ток в анодную цепь независимо от того, работает лампа или нет. Поэтому емкость $C_{а.с}$ и назвали проходной.

В некоторых схемах бывает так, что источник колебаний работает непрерывно, а лампа запирается на определенные промежутки времени, в течение которых в анодной цепи должен отсутствовать переменный ток. Но через емкость $C_{а.с}$ и при запертой лампе ток от *ИК* попадает в $R_а$. Чем выше частота, тем меньше сопротивление емкости $C_{а.с}$ и тем сильнее такое «пролезание» колебаний из цепи сетки в цепь анода.

Особенно неприятно третье вредное явление — обратная связь между анодной и сеточной цепями через емкость $C_{а.с}$. Усиленные колебания через эту емкость проникают из анодной цепи обратно в сеточную цепь. Из эквивалентной схемы по рис. 7-20, *б* ясно, что переменный ток от генератора, заменяющего лампу, идет не только в $R_а$, но через емкость $C_{а.с}$ также и в цепь сетки. Этот ток создает на участке сетка — катод напряжение обратной связи, которое, вообще говоря, сдвинуто по фазе относительно усиливаемого напряжения.

Можно сказать, что выходное напряжение на участке анод — катод приложено к делителю, состоящему из емкости $C_{а.с}$ и участка сетка — катод. Последний состоит из параллельно соединенных емкости $C_{с.к}$ и источника колебаний *ИК* с внутренним сопротивлением $R_{ИК}$. Часть выходного напряжения, приходящаяся на этот участок, является напряжением обратной связи. В зависимости от соотношения сопротивлений указанных двух участков обратная связь

через емкость $C_{а.с}$ будет более или менее сильной. Обычно с повышением частоты она усиливается.

Если фазовые соотношения таковы, что обратная связь через проходную емкость является отрицательной, то она снижает и стабилизирует усиление, а также уменьшает искажения. Но часто получается положительная обратная связь, при которой может возникнуть паразитная генерация. Если усилительный каскад, который должен усиливать слабые колебания, превратится в генератор с самовозбуждением и будет генерировать собственные колебания, то нормальная работа его совершенно нарушится. Генерируемые колебания, имея большую амплитуду, могут заглушить слабые усиливаемые колебания.

Самовозбуждение за счет паразитной обратной связи через емкость $C_{а.с}$ легко возникает в каскадах усиления высокой частоты, имеющих резонансные контуры в цепях анода и сетки. При расстройке этих контуров их сопротивление резко изменяется по величине, а также приобретает емкостный или индуктивный характер, и во многих случаях создаются фазовые и амплитудные соотношения, при которых возникает паразитная генерация.

Для устойчивой работы резонансного усилителя высокой частоты с триодом применяют н е й т р а л и з а ц и ю влияния емкости $C_{а.с}$ путем включения нейтродинного конденсатора. Он создает обратную связь, действующую навстречу паразитной обратной связи через емкость $C_{а.с}$. Нейтрализация усложняет схему, требует налаживания и не может эффективно действовать в широком диапазоне частот. Поэтому в усилителях высокой частоты используют тетроды и пентоды, в которых имеется экранирующая сетка, устраняющая вредное влияние проходной емкости (см. гл. 8).

7-9. НЕДОСТАТКИ ТРИОДОВ

Триоды имеют два существенных недостатка. Во-первых, в них нельзя совместить высокий коэффициент усиления и «левую» анодно-сеточную характеристику. Действительно, если построить триод с очень густой сеткой, то он будет запираться при очень небольшом отрицательном напряжении на сетке. Например, если проницаемость $D = 0{,}002$, т. е. $\mu = 500$, то при $U_а = 250$ *в* запирающее напряжение сетки равно:

$$U_{с.\,зап} = -\frac{U_а}{\mu} = -\frac{250}{500} = -0{,}5 \ в.$$

В этом случае вся характеристика практически располагается в области положительных сеточных напряжений. Лишь небольшая часть ее нижнего изгиба находится в области отрицательных сеточных напряжений. Подобная лампа может работать только с большими сеточными токами. Чтобы значительно сдвинуть характеристику такой лампы влево, надо увеличить анодное напряжение до недопустимо высоких значений. Например, чтобы при $\mu = 500$ запирающее напряжение составляло $U_{с.\,зап} = -5$ *в*, необходимо, чтобы $U_а = -\mu U_{с.\,зап} = -500\,(-5) = 2\,500$ *в*. Для устранения этого недостатка триоды делаются с коэффициентом усиления не выше 100.

Вторым недостатком триода является сравнительно большая проходная емкость $C_{а.с}$. Ее вредное влияние было рассмотрено выше. *Оба недостатка почти полностью устраняются с помощью дополнительной (второй) сетки.*

7-10. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТРИОДОВ

В гл. 5 были рассмотрены применительно к диодам принципы устройства современных ламп. Они относятся также и к многим триодам. Специальные триоды для сверхвысоких частот описаны в гл. 10. Рассмотрим особенности приемно-усилительных триодов.

Катоды прямого накала, или косвенного накала, у них делаются, как правило, оксидными. Сетки изготовляются из вольфрама, молибдена, сплавов никеля с вольфрамом или молибденом. Так как на оксидный катод вредно влияют летучие окислы молибдена, то сетки покрывают защитными слоями никеля, золота или серебра. Проволоки сеток приваривают или завальцовывают к траверсам, сделанным из никеля или меди. Для получения малого расстояния сетка — катод вольфрамовую проволоку диаметром 8—10 *мк* навивают на специальные рамки и припаивают к ним (рис. 7-22). Такие рамочные сетки применяются в лампах с высокой крутизной.

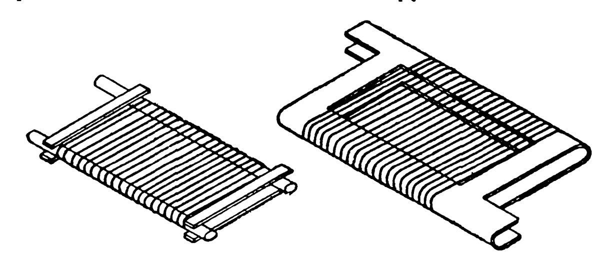


Рис. 7-22. Конструкции сеток из тонких проволок.

Электроды монтируются с помощью слюдяных пластин-изоляторов. Керамические пластины дают меньшую точность размеров. Особое внимание уделяется точностью сборки и прочности крепления электродов. Но все же существует заметный разброс параметров ламп. Он объясняется неоднородностью деталей, их случайными деформациями при сборке, неточностью сборки, неодинаковостью эмиссии катодов у различных экземпляров ламп. В лампе имеются еще некоторые вспомогательные детали: держатели или полочки для геттера, экраны и др. Экраны изготовляются из никеля.

Наибольшее распространение получили приемно-усилительные триоды малой мощности для усилителей низкой частоты и детектирования. Многие триоды применяются также в генераторах и усилителях высокой и сверхвысокой частоты. В обозначениях приемно-усилительных триодов вторым элементом для одинарных триодов является буква С, для двойных триодов — Н.

С катодом прямого накала выпускаются триоды 1С12П и 2С14Б. Они могут работать на метровых волнах. Все остальные триоды имеют катод косвенного накала. К ним относятся сверхминиатюрные лампы 6С2Б, 6С6Б, 6С7Б, 6С26Б-К, 6С27Б-К, 6С28Б, 6С37Б, 6С34А, лампы пальчиковой серии 6С2П, 6С3П, 6С4П, 6С15П и др. Триод типа «желудь» 6С1Ж является устаревшим, но еще иногда используется для метровых и более «длинных» дециметровых волн. Широко применяются двойные триоды 6Н1П, 6Н2П, 6Н3П, 6Н4П, 6Н5П, 6Н14П, 6Н15П, 6Н16Б, 6Н17Б, 6Н18Б, 6Н23Б и др. Специально для импульсной работы предназначены лампы 6С8С, 6Н3П-И, 6Н6П-И, 6Н19П.

Особую группу представляют собой так называемые проходные триоды 6Н5С, 6Н13С, 6С4С, 6С18С, 6С19П и 6С33С. Это мощные триоды, предназначенные главным образом для работы в электронных стабилизаторах напряжения. Для них характерны малые R_i и μ и высокая крутизна. У 6С18С, например, $S = 40$ *ма/в*, $R_i = 50$ *ом* и $\mu = 2$. Также для электронных стабилизаторов выпускаются высоковольтные проходные триоды 6С20С, 6С39С и 6С40П с очень малой крутизной и очень большим μ и R_i. Лампа 6С20С, например, имеет $S = 0{,}25$ *ма/в*, $\mu = 2\,500$ и $R_i = 10$ *Мом*.

Много лет проводились работы по увеличению крутизны, определяющей усилительные качества лампы и возможность усиления с малыми искажениями электрических импульсов, применяемых в телевидении, радиолокации, автоматике и других случаях. Одним из способов повышения крутизны является уменьшение расстояния сетка — катод ($d_{с.\,к}$). Крутизна обратно пропорциональна квадрату $d_{с.\,к}$. Объясняется это тем, что электронное облачко, окружающее катод, имеет очень малую толщину. Чтобы эффективно управлять электронным потоком, надо сетку максимально приблизить к электронному облачку.

Улучшение технологии производства позволило создать лампы, в которых $d_{с.\,к}$ доведено до десятков микрон. При этом для устранения «островкового эффекта» сетку делают довольно густой с диаметром проводов порядка 7—10 *мк*. К подобным лампам относятся триоды 6С3П и 6С4П, у которых $S = 20$ *ма/в*, 6С15П ($S = 45$ *ма/в*) и др. Но изготовление этих ламп сложно. Трудно осуществить их машинное производство. Они не могут иметь высокую надежность и прочность, так как существует опасность замыкания сетки с неровной поверхностью оксидного катода, особенно при работе в условиях вибраций. Поэтому были найдены и другие пути повышения крутизны (см. гл. 9).

Триоды применяются в качестве генераторных и модуляторных (мощноусилительных) ламп, главным образом для средних и больших мощностей. Особенностью большинства генераторных триодов для длинных, средних и коротких волн является высокий коэффициент усиления (густая сетка), а следовательно, и «правая» анодно-сеточная характеристика. Это позволяет уменьшить переменное напряжение сетки и облегчает возникновение генерации в самовозбуждающихся генераторах. Но зато работа происходит со значительными сеточными токами. Мощные генераторные лампы имеют катоды с большой эмиссией, допускают выделение большой мощности на аноде и работу с высокими анодными напряжениями.

В конструкциях генераторных ламп имеется ряд особенностей. При естественном или лучистом охлаждении вся энергия нагрева электродов уходит от них с тепловыми лучами через стекло баллона. Приходится увеличивать поверхность баллона. Для уменьшения междуэлектродных емкостей и опасности пробоя выводы от электродов разносят друг от друга и иногда делают в виде контактов на стекле баллона или гибкими проводами.

У генераторных и модуляторных ламп большой мощности (до сотен киловатт) применяют принудительное охлаждение проточной водой или воздухом. Лампы с водяным охлаждением впервые построил М. А. Бонч-Бруевич в 1920—1922 гг. До него никто не думал, что анод можно охлаждать водой подобно цилиндру автомобильного двигателя. Принцип водяного охлаждения мощной лампы показан на рис. 7-23. Анод такой лампы представляет собой цилиндр из меди

или хромистой стали, приваренный к стеклянному баллону, в котором укреплены катод и сетка. Выводы от них сделаны через стекло. Анод вставляется в рубашку, через которую протекает дистиллированная вода. Обычная вода не годится, так как она образует на поверхности анода накипь, ухудшающую теплоотдачу. Вода нагнетается насосом и циркулирует в замкнутой системе. Нагреваясь от анода на 10—20° С, вода охлаждается, затем возвращается к аноду, снова нагревается и т. д. Температура анода при таком охлаждении не превышает 100—120° С. Система водяного охлаждения анодов довольно сложна. Она снабжается автоматическими устройствами, регулирующими поток воды и выключающими анодное напряжение в случае, если вода перестает подаваться. Это необходимо во избежание расплавления анода.

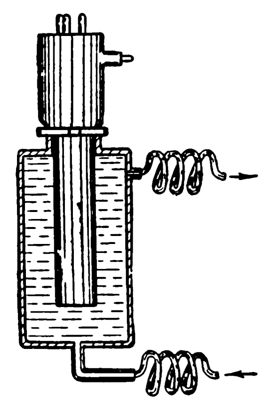


Рис. 7-23. Принцип водяного охлаждения анода мощной лампы.

Более простым является принудительное воздушное охлаждение ламп средней и большой мощности. У таких ламп анод снабжается радиатором с ребрами или отверстиями, через который прогоняется вентилятором воздух. У некоторых мощных ламп с водяным охлаждением анода дополнительно осуществляется воздушное охлаждение баллона, ножки и выводов катода и сетки.

В генераторных и модуляторных лампах применяются оксидные катоды, главным образом косвенного накала, если мощность, выделяемая на аноде в режиме непрерывной работы, или среднее значение этой мощности в импульсном режиме не превышает 100—200 *вт*. При больших мощностях оксидный катод разрушается от бомбардировки ионами остаточных газов и перегревается от теплового излучения анода. Кроме того, в мощных лампах возникает нежелательная термоэлектронная эмиссия сетки вследствие того, что на нее попадают с катода частицы оксида. Поэтому в более мощных лампах применяют преимущественно карбидированные катоды прямого накала.

Аноды в лампах большой мощности делаются из черненого никеля, графита, молибдена и тантала. Последний одновременно играет роль геттера. Сетки генераторных ламп делают из молибдена или тантала. Для лучшего охлаждения в маломощных лампах применяют чернение сеток, а при больших мощностях к траверсам сеток приваривают радиаторы. Термоэлектронную эмиссию молибденовой сетки снижают, покрывая ее тонким слоем золота, платины, карбида вольфрама или циркония. Последний является также газопоглотителем и увеличивает тепловое излучение. Танталовые сетки сами хорошо поглощают газы, но для уменьшения термоэмиссии и увеличения теплового излучения поверхность тантала карбидируют.

В лампах небольшой мощности электроды крепятся с помощью слюдяных или керамических изоляторов. Слюда выдерживает температуру не более 500° С, но зато из нее изготовляют изоляторы с более точными размерами, нежели из керамики. При больших мощностях керамических изоляторов не применяют, так как они растрескиваются от нагрева и дают утечки за счет проводящих напылений. В мощных

лампах электроды крепят непосредственно на стеклянных ножках и выводы от электродов делают большой толщины в виде медных стержней, спаянных с кольцами из ковара, которые в свою очередь спаиваются со стеклом.

По существующей системе генераторные лампы для длинных, средних и коротких волн (частоты ниже 25 *Мгц*) обозначаются буквами ГК, для ультракоротких волн (25—600 *Мгц*) — ГУ, для дециметровых и сантиметровых волн (частоты выше 600 *Мгц*) — ГС, для импульсной работы — ГИ, модуляторные лампы — ГМ и модуляторные лампы для импульсной работы — ГМИ. Далее следует номер для отличия ламп разных типов. После номера ставится буква, указывающая род охлаждения анода. Для ламп с лучистым (естественным) охлаждением она вообще отсутствует. Принудительное водяное охлаждение обозначается буквой А, воздушное — буквой Б. Примером одной из наиболее мощных ламп является ГК-5А на полезную мощность 250 *квт*. У этой лампы карбидированный катод питается током 580 *а* при напряжении 17 *в* и дает эмиссию 300 *а*. Анодное напряжение составляет 10 *кв*. Крутизна равна 140 *ма/в*. Отрицательное смещение на сетке — 200 *в*. Допустимая мощность, выделяемая на аноде, 200 *квт*, выделяемая на сетке, — 10 *квт*.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ТЕТРОДЫ И ПЕНТОДЫ

8-1. УСТРОЙСТВО И РАБОТА ТЕТРОДА

Четырехэлектродные лампы, или тетроды, имеют вторую сетку, называемую экранирующей, или экранной, и расположенную между управляющей сеткой и анодом. Назначением экранирующей сетки является повышение коэффициента усиления μ и уменьшение вредной проходной емкости $C_{a.c1}$.

Можно поместить дополнительную сетку в другом месте — между управляющей сеткой и катодом. Такая сетка, называемая катодной, не повышает коэффициента усиления и не снижает проходной емкости, а только уменьшает объемный заряд («электронное облачко») около катода. На катодную сетку подается положительный потенциал и она создает дополнительное ускоряющее поле, способствующее рассасыванию электронного облачка. Благодаря этому лампа может работать при низких анодных напряжениях.

Первые четырехэлектродные лампы были лампами с катодной сеткой. Их называли двухсеточными («двухсетками») и они имели довольно большое распространение в приемниках и усилителях. Но в дальнейшем от них отказались потому, что в цепи катодной сетки получался значительный и бесполезный ток. Выигрыш в уменьшении напряжения анодного источника уничтожался проигрышем от увеличенного потребления тока лампой.

В данной главе рассматриваются тетроды с экранирующей сеткой. Для обозначения величин, относящихся к экранирующей сетке, примем индекс с2.

Принцип работы тетрода заключается в том, что экранирующая сетка экранирует катод и управляющую сетку от действия анода. Экранирующая сетка делается обычно более густой, чем управляющая, и задерживает бо́льшую часть электрического поля анода. Электрическое поле характеризуется числом силовых линий. Можно сказать, что экранирующая сетка пропускает лишь небольшую долю электрических силовых линий, выходящих из анода. Это ослабление поля анода экранирующей сеткой учитывается величиной проницаемости этой сетки D_2.

Электрическое поле, прошедшее через экранирующую сетку, далее задерживается управляющей сеткой, через которую также проникает небольшая часть силовых линий. Ослабление поля управляющей сеткой зависит от ее проницаемости D_1. Сквозь обе сетки от анода к электронному облачку около катода проходит ничтожная часть общего числа силовых линий, которая характеризуется малой дробью, представляющей собой произведение проницаемостей сеток D_1D_2. Эта результирующая проницаемость обеих сеток называется проницаемостью тетрода D:

$$D = D_1D_2. \qquad (8\text{-}1)$$

Но проницаемость есть величина, обратная коэффициенту усиления. Для тетродов такое соотношение не вполне точно, но приближенно

$$\mu \approx \frac{1}{D} = \frac{1}{D_1 D_2}. \qquad (8\text{-}2)$$

Электрическое поле анода, создаваемое в тетроде, наглядно изображено на рис. 8-1. Для упрощения на этом рисунке не показаны поля, создаваемые напряжениями экранирующей и управляющей сеток.

Вследствие экранирующего действия двух сеток поле анода, проникшее к катоду, ослаблено в сотни раз. Иначе говоря, действие анода на потенциальный барьер около катода в сотни раз слабее, чем действие управляющей сетки. Следовательно, коэффициент усиления тетрода может достигать сотен.

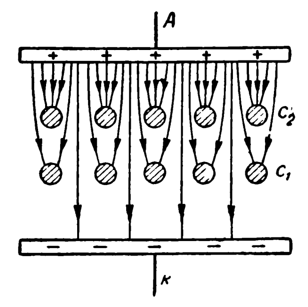


Рис. 8-1. Электрическое поле в тетроде.

Приведем числовой пример, который не является точным, но иллюстрирует сказанное. Пусть $D_2 = 0{,}02$. Тогда можно грубо считать, что через экранирующую сетку проникает 0,02, или 2%, всего числа электрических силовых линий, выходящих из анода. Если управляющая сетка имеет $D_1 = 0{,}1$, то через нее пройдет к катоду лишь 0,1, или 10%, силовых линий. Таким образом, до катода дойдет лишь 0,1 от 0,02, т. е. 0,002 (или 10% от 2%, т. е. 0,2%) всех силовых линий. Результирующая проницаемость, или проницаемость лампы, составляет 0,002. Действие анода ослабляется в 500 раз, и коэффициент усиления лампы равен 500.

Итак, с помощью двух не очень густых сеток достигается высокий коэффициент усиления. При этом анодно-сеточные характеристики тетрода получаются «левыми», т. е. тетрод может нормально работать в области отрицательных сеточных напряжений. Для выяснения этого найдем действующее напряжение тетрода.

Тетрод для расчета можно заменить сначала эквивалентным триодом, а затем диодом. Подобно тому, как это делалось для триода, совместное действие напряжений анода и экранирующей сетки заменяется действием эквивалентного напряжения $U_э$, приложенного к экранирующей сетке, и равного $U_э = U_{c2} + D_2 U_a$, где U_{c2} — напряжение экранирующей сетки.

Чтобы заменить полученный эквивалентный триод диодом, перечислим напряжение $U_э$ к управляющей сетке, умножая его на D_1. Тогда найдем действующее напряжение $U_д$, приложенное к аноду эквивалентного диода, находящемуся на месте управляющей сетки. Действие этого напряжения заменяет собой действие всех трех напряжений: U_{c1}, U_{c2} и U_a. Итак,

$$U_д = U_{c1} + D_1 U_э = U_{c1} + D_1 (U_{c2} + D_2 U_a)$$

или окончательно

$$U_д = U_{c1} + D_1 U_{c2} + D_1 D_2 U_a. \qquad (8\text{-}3)$$

Полученное выражение показывает, что действие экранирующей сетки ослабляется только управляющей сеткой (U_{c2} умножается на D_1), а действие анода ослаблено обеими сетками (U_a умножается на D_1D_2).

Теперь можно написать закон трех вторых для тетрода

$$i_к = gU_д^{3/2}, \tag{8-4}$$

где g — по-прежнему зависит от геометрических размеров электродов и расстояния между ними.

Катодный ток в тетроде является суммой токов анода, экранирующей сетки и управляющей сетки:

$$i_к = i_a + i_{c2} + i_{c1}. \tag{8-5}$$

Если лампа работает при отрицательном напряжении на управляющей сетке, то $i_{c1} = 0$ и

$$i_к = i_a + i_{c2}. \tag{8-6}$$

На экранирующую сетку подается постоянное положительное напряжение, которое составляет 20—50% анодного напряжения. Оно создает на участке катод — экранирующая сетка ускоряющее поле, необходимое для движения электронов к аноду.

Сам анод через две сетки очень слабо действует на потенциальный барьер около катода. Если напряжение экранирующей сетки равно нулю, то тормозящее поле, создаваемое отрицательным напряжением управляющей сетки, полностью нейтрализует слабое ускоряющее поле, проникшее от анода. Результирующее поле на участке управляющая сетка — катод становится тормозящим. Иначе говоря, действующее напряжение в этом случае отрицательно и потенциальный барьер у катода настолько высок, что электроны его не могут преодолеть. Следовательно, при $U_{c2} = 0$ лампа заперта и анодный ток равен нулю.

Пример. Пусть $U_{c1} = -3$ *в*; $U_{c2} = 0$; $U_a = 300$ *в*; $D = 0{,}002$. Найдем действующее напряжение

$$U_д = -3 + 0{,}002 \cdot 300 = -3 + 0{,}6 = -2{,}4 \text{ в}.$$

Ток экранирующей сетки i_{c2} образуется теми электронами, которые попадают на эту сетку благодаря наличию на ней положительного потенциала. При нормальном режиме работы, когда напряжение на аноде выше, чем напряжение экранирующей сетки, ток i_{c2} значительно меньше анодного тока. Это объясняется тем, что основная масса электронов с большой скоростью пролетает сквозь экранирующую сетку и лишь некоторая часть их попадает на ее проводники. Таким образом, если анодный ток существует, то обязательно будет и ток экранирующей сетки.

В выражении для действующего напряжения тетрода слагаемое $D_1D_2U_a$ мало по сравнению с первыми слагаемыми, так как D_1D_2 малая дробь. Поэтому

$$U_д \approx U_{c1} + D_1U_{c2}. \tag{8-7}$$

Чтобы запереть лампу, надо иметь $U_д = 0$. Тогда по закону трех вторых $i_к = 0$. Но так как оба тока i_a и i_{c2} положительны, то и каждый из них будет равен нулю. Из равенства $U_д = U_{c1} + D_1U_{c2} = 0$ найдем сеточное напряжение, запирающее лампу:

$$U_{c1\,зап} \approx -D_1U_{c2}. \tag{8-8}$$

Как видно, запирающее напряжение зависит от проницаемости первой сетки и напряжения экранирующей сетки. Поскольку управляющая сетка не очень густая, а напряжение U_{c2} довольно велико, то запирающее напряжение имеет значительную величину, т. е. анодно-сеточные характеристики получаются «левыми».

Для рассмотренного выше тетрода, имеющего $D_1 = 0{,}1$, $D_2 = 0{,}02$ и $U_a = 250$ *в* при $U_{c2} = 100$ *в*, запирающее напряжение равно:

$$U_{c1\,зап} = -0{,}1 \cdot 100 = -10 \text{ в}.$$

С учетом влияния анода получим:

$$U_{c1\,зап} = -0{,}1 \cdot 100 - 0{,}002 \cdot 250 = -10 - 0{,}5 = -10{,}5 \text{ в}.$$

Очевидно, что анодно-сеточная характеристика расположена в области отрицательных сеточных напряжений в пределах от 0 до -10 *в*. А для триода, имеющего $D = 0{,}002$ (или $\mu = 500$) и $U_a = 250$ *в*, получим $U_{c.\,зап} = -0{,}5$ *в*.

Рассмотрим теперь уменьшение паразитной проходной емкости $C_{a.\,c1}$ за счет введения экранирующей сетки.

Емкость конденсатора связана с зарядами $+q$ и $-q$ на обкладках и напряжением между ними U зависимостью

$$C = \frac{q}{U}. \tag{8-9}$$

Формула показывает, что при данном напряжении U бóльшему заряду соответствует бóльшая емкость. Конденсатор обладает значительной емкостью потому, что заряды на его обкладках расположены близко один от другого и взаимно притягиваются с большой силой.

Взаимодействие зарядов осуществляется через электрическое поле. Именно оно связывает заряды $+q$ и $-q$. Чем больше заряды, тем сильнее поле. В тетроде экранирующая сетка перехватывает бóльшую часть поля, создаваемого зарядом анода (см. рис. 8-1). От анода через просветы экранирующей сетки на управляющую сетку проникает незначительная часть силовых линий. Таким образом, поле, связывающее заряды на аноде и управляющей сетке, во много раз ослаблено, а это означает, что емкость между данными электродами резко уменьшена. Например, если проницаемость экранирующей сетки $D_2 = 0{,}02$, то, грубо говоря, сквозь нее проходит лишь 2% силовых линий, выходящих из анода. Взаимодействие между зарядами анода и управляющей сетки ослаблено в 50 раз, и, следовательно, емкость $C_{a.\,c1}$ также уменьшена в 50 раз.

Проходная емкость между электродами лампы уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается коэффициент усиления. Чем гуще экранирующая сетка, тем меньше ее проницаемость D_2, тем в бóльшей степени уменьшается проходная емкость. Если бы экранирующая сетка была сплошной, то емкость $C_{a.\,c1}$ уменьшилась бы до нуля, но сетка перестала бы пропускать электроны к аноду.

Следует иметь в виду, что некоторые силовые линии проходят от анода к управляющей сетке не через экранирующую сетку, а обходным путем, и в результате этого некоторая дополнительная емкость $C_{a.\,c1}$ остается. Для устранения такого явления в тетродах применяют еще сплошные металлические экраны, перехватывающие силовые линии. На рис. 8-2 показан один из вариантов конструкции тетрода, причем анод для наглядности разрезан.

Кроме того, проходная емкость создается между выводами анода и управляющей сетки, а также между проводами анодной и сеточной цепей в самой схеме. Для уменьшения этой емкости выводы анода и управляющей сетки в тетродах, предназначенных для высоких частот, разносят дальше друг от друга и ставят между ними дополнительные экраны. Например, на рис. 8-2 вывод анода показан на верх баллона, а вывод управляющей сетки — на цоколь. Экранирование анодных проводов от сеточных производят и вне лампы в самой схеме. Часто провод управляющей сетки заключают в экранирующую оболочку и ставят экраны, разделяющие детали анодной и сеточной цепей. Стеклянные лампы иногда помещают в металлический экранирующий чехол. Все экраны соединяют с металлическим корпусом (шасси) радиоаппарата.

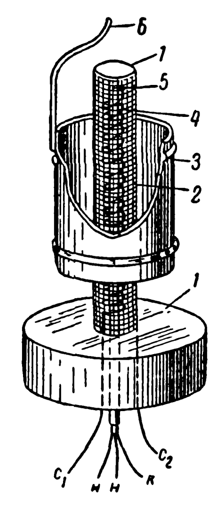


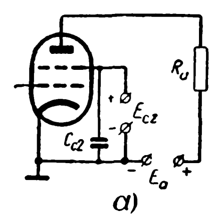
Рис. 8-2. Конструкция тетрода.

1 — экран; *2* — экранирующая сетка; *3* — анод; *4* — управляющая сетка; *5* — катод; *6* — вывод анода.

8-2. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТЕТРОДОВ

Схемы включения триода и тетрода в усилительный каскад различаются только наличием у тетрода цепи экранирующей сетки. На экранирующую сетку подают постоянное напряжение порядка (0,2 ÷ 0,5) U_a. В дальнейшем будет показано, почему это напряжение должно быть значительно меньше, чем напряжение анода. Существует несколько способов подачи напряжения на экранирующую сетку.

Питание экранирующей сетки от отдельного источника показано на рис. 8-3, *а*. Такой способ встречается в мощных каскадах. В маломощных и многоламповых устройствах применение отдельного источника для экранирующей сетки каждой лампы невыгодно. Достоинством данного способа является постоянство напряжения экранирую-



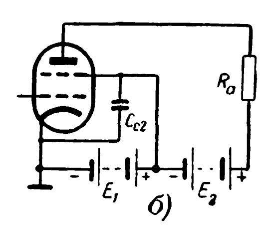


Рис. 8-3. Схемы питания экранирующей сетки.

щей сетки U_{c2}. Оно не зависит от режима лампы и всегда равно напряжению источника E_{c2}.

Иногда напряжение U_{c2} подают от части анодного источника (рис. 8-3, *б*), например, если анодная батарея имеет отвод от некоторой части или составлена из двух батарей. В такой схеме часть анодного источника E_1 нагружена токами анода и экранирующей

сетки, а часть E_2 — только анодным током. В большинстве случаев анодный источник не имеет отвода для части напряжения, и данная схема применяется сравнительно редко.

Наиболее распространена подача напряжения на экранирующую сетку через понижающий (гасящий) резистор R_{c2} (рис. 8.4, *а*), имеющий сопротивление от единиц килоом для мощных тетродов до десятков килоом и больше для менее мощных ламп. Ток экранирующей

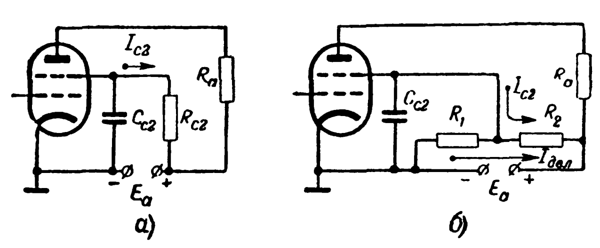


Рис. 8-4. Схемы питания экранирующей сетки через понижающий резистор (*а*) и с помощью делителя (*б*).

сетки I_{c2} создает на R_{c2} падение напряжения, которое вычитается из напряжения анодного источника E_a. Поэтому

$$U_{c2} = E_a - I_{c2}R_{c2}. \tag{8-10}$$

Если известен ток экранирующей сетки (его можно найти из характеристик), то сопротивление резистора R_{c2}, необходимого для получения напряжения U_{c2}, равно:

$$R_{c2} = \frac{E_a - U_{c2}}{I_{c2}}. \tag{8-11}$$

Например, если $E_a = 160$ *в*, $U_{c2} = 60$ *в* и $I_{c2} = 0,5$ *ма*, то

$$R_{c2} = \frac{160 - 60}{0,5} = \frac{100}{0,5} = 200 \text{ ком}.$$

Недостаток рассмотренного способа состоит в том, что напряжение U_{c2} изменяется при изменении режима лампы. Действительно, если изменится напряжение накала, анода или управляющей сетки, то изменится ток I_{c2}. Это вызовет изменение падения напряжения на R_{c2}, а следовательно, и напряжения экранирующей сетки.

Более высокую стабильность напряжения экранирующей сетки можно получить с помощью делителя напряжения, состоящего из двух резисторов R_1 и R_2, соединенных последовательно (рис. 8-4, *б*). Через эти резисторы, сопротивления которых обычно не менее десятков килоом, все время проходит ток делителя $I_{дел}$. Напряжение, создаваемое этим током на резисторе R_1, подается на экранирующую сетку.

Схема с делителем менее экономична, так как на питание делителя бесполезно расходуется ток $I_{дел}$. Поэтому в случаях, когда надо экономить энергию анодного источника, например при питании от сухой батареи, применяется понижающий резистор, а не делитель.

Более высокая стабильность напряжения, получаемого от делителя, объясняется тем, что распределение напряжений на резисторах R_1 и R_2 зависит не только от тока I_{c2}, но и от тока $I_{дел}$, который

почти не зависит от режима лампы. Чем больше ток $I_{дел}$ по сравнению с током I_{c2}, тем стабильнее напряжение U_{c2}, то зато больше бесполезный расход энергии на нагрев делителя.

Расчет сопротивлений резисторов R_1 и R_2 можно сделать, если известны величины E_a, U_{c2}, I_{c2} и $I_{дел}$:

$$R_1 = \frac{U_{c2}}{I_{дел}} \text{ и } R_2 = \frac{E_a - U_{c2}}{I_{c2} + I_{дел}}. \quad (8\text{-}12)$$

Пример. Требуется рассчитать делитель для подачи напряжения $U_{c2} = 80$ *в* от анодного источника с напряжением $E_a = 240$ *в*, если $I_{c2} = 1$ *ма*, а ток делителя выбран $I_{дел} = 4$ *ма*.

Решение:

$$R_1 = \frac{80}{4} = 20 \text{ ком}; \quad R_2 = \frac{240 - 80}{1 + 4} = \frac{160}{5} = 32 \text{ ком}.$$

Чтобы экранирующая сетка уменьшала вредное влияние проходной емкости, ее необходимо соединить с катодом (общим минусом) через конденсатор большой емкости. Сопротивление этого конденсатора для токов рабочей частоты должно быть малым. Для токов высокой частоты достаточна емкость порядка тысяч или десятков тысяч пикофарад. Такой конденсатор для переменного тока практически накоротко замыкает экранирующую сетку с катодом.

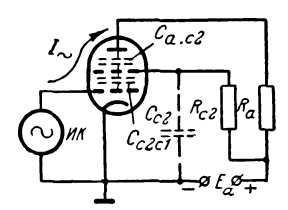


Рис. 8-5. Междуэлектродные емкости в тетроде.

Если такого конденсатора нет, то переменный ток сможет проходить из цепи управляющей сетки в анодную цепь через последовательно соединенные междуэлектродные емкости C_{c2c1} и $C_{a.c2}$ (рис. 8-5). Уменьшение проходной емкости не следует объяснять тем, что эта емкость разбивается на две последовательно соединенные емкости, у которых общая емкость уменьшается. Действительно, пусть при отсутствии экранирующей сетки $C_{a.c1} = 10$ *пф*. Поместим экранирующую сетку посредине между анодом и управляющей сеткой. Тогда образуются две емкости $C_{a.c2}$ и C_{c2c1}, каждая по 20 *пф*, так как толщина диэлектрика стала вдвое меньше. Общая емкость равна $C = 20/2 = 10$ *пф*, т. е. никакого уменьшения проходной емкости не получилось.

Положение изменяется при наличии конденсатора C_{c2}. Переменный ток из сеточной цепи пройдет через емкость C_{c2c1}, а далее ему представятся два пути: первый — через емкость C_{c2}, имеющую очень малое сопротивление, обратно в сеточную цепь; второй — через емкость $C_{a.c2}$, сопротивление которой велико, а затем через большое нагрузочное сопротивление (например, через резонансный контур) и анодный источник обратно в цепь сетки. Ясно, что почти весь ток пойдет по первому пути, а по второму будет ответвляться лишь ничтожная часть тока. Таким образом, экранирующая сетка совместно с конденсатором C_{c2} устраняет емкостную связь между анодной и сеточной цепями.

Следует сказать еще об одной роли конденсатора C_{c2}. При работе тетрода в усилителе ток экранирующей сетки пульсирует подобно анодному току. Если переменная составляющая тока экранирующей сетки проходит через резистор R_{c2} (или делитель), то падение напря-

жения на этом резисторе будет пульсирующим. Тогда напряжение экранирующей сетки также станет изменяться. Цепь экранирующей сетки в этом случае работает в режиме нагрузки и колебания напряжения экранирующей сетки происходят в противофазе с переменным напряжением управляющей сетки. Возникает реакция со стороны экранирующей сетки, и амплитуда переменной составляющей анодного тока уменьшится. Коэффициент усиления каскада и полезная мощность станут меньше.

При наличии конденсатора C_{c2} переменная составляющая тока экранирующей сетки проходит через конденсатор C_{c2} на катод мимо R_{c2}. На этом резисторе получается падение напряжения только от постоянной составляющей тока. А на конденсаторе C_{c2}, имеющем весьма малое сопротивление, переменное падение напряжения очень мало. Таким образом, для цепи экранирующей сетки создается режим работы без нагрузки (по переменному току), и напряжение U_{c2} становится постоянным. Коэффициент усиления каскада и полезная мощность возрастают.

Рассматривая действие экранирующей сетки и роль конденсатора C_{c2}, не следует смешивать переменную составляющую тока экранирующей сетки $I_{c2\sim}$ с переменным током, проходящим через междуэлектродные емкости. Ток $I_{c2\sim}$ является частью электронного потока, создаваемого в лампе за счет эмиссии катода. Генератором этого тока надо считать т р и о д н у ю ч а с т ь тетрода, состоящую из катода, управляющей сетки и экранирующей сетки. Если лампа заперта или катод не накален, то $I_{c2\sim}$ равен нулю. А токи через междуэлектродные емкости являются емкостными и не представляют собой электронных потоков в вакууме. Например, емкостный ток, создаваемый источником колебаний *ИК* и идущий через емкости C_{c2c1} и C_{c2}, существует независимо от того, заперта или отперта лампа, есть эмиссия катода или нет ее.

8-3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕТРОДА. ДИНАТРОННЫЙ ЭФФЕКТ В ТЕТРОДЕ

Основными характеристиками тетрода являются анодно-сеточные и анодные характеристики. Зависимости токов тетрода от напряжения экранирующей сетки не представляют особого интереса, так как это напряжение, как правило, не меняется.

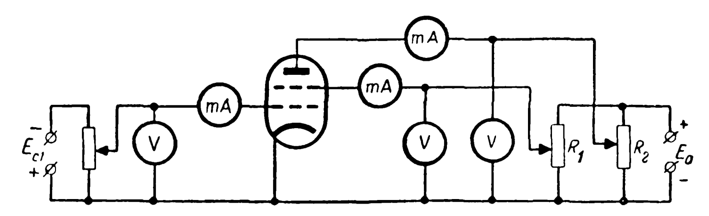


Рис. 8-6. Схема для снятия характеристик тетрода.

Схема для снятия характеристики тетрода аналогична такой же схеме для триода, но имеет дополнительно потенциометр, вольтметр и миллиамперметр в цепи экранирующей сетки (рис. 8-6).

На рис. 8-7 показаны анодно-сеточные характеристики тетрода и характеристики тока экранирующей сетки при двух различных напряжениях анода. Каждая пара характеристик, расположенных близко одна от другой, соответствует определенному напряжению экранирующей сетки. Значительное изменение анодного напряжения, например от $U_{a1} = 200$ *в* до $U_{a2} = 300$ *в*, т. е. на 100 *в*, сдвигает характеристику очень немного вследствие того, что влияние анода ослаблено экранирующим действием двух сеток. Незначительный сдвиг характеристики при большом изменении анодного напряжения свидетельствует о высоком коэффициенте усиления тетрода.

Зато изменение напряжения экранирующей сетки (например, от $U'_{c2} = 50$ *в* до $U''_{c2} = 100$ *в*, т. е. на 50 *в*) дает большой сдвиг характеристик, так как действие экранирующей сетки ослабляется только одной сравнительно негустой управляющей сеткой. Как было показано, запирающее сеточное напряжение в тетроде пропорционально напряжению экранирующей сетки: $U_{c1зап} = -D_1 U_{c2}$. Следовательно, сдвиг характеристик также приблизительно пропорционален этому напряжению.

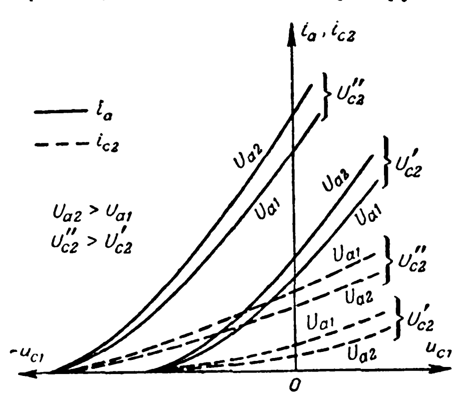


Рис. 8-7. Характеристики тетрода для токов анода и экранирующей сетки.

Характеристики тока экранирующей сетки, показанные на рис. 8-7 штриховыми линиями, похожи на характеристики анодного тока, но идут ниже, так как ток экранирующей сетки меньше анодного. Начальные точки характеристик обоих токов совпадают, т. е. лампа запирается одновременно и по анодному току и по току экранирующей сетки. Действительно, если электроны не пролетают через управляющую сетку, то нет ни анодного тока, ни тока экранирующей сетки. А если лампа не заперта, то часть электронов попадает на экранирующую сетку, а остальная часть пролетает через просветы этой сетки к аноду. При меньшем анодном напряжении U_{a1} характеристика тока экранирующей сетки расположена выше, чем при напряжении U_{a2}, так как при более слабом притяжении электронов к аноду больше их попадает на экранирующую сетку.

Особенность анодно-сеточных характеристик тетрода заключается в том, что для различных анодных напряжений они идут расходящимся пучком, что можно объяснить следующим образом. Изменение анодного напряжения мало влияет на суммарный (катодный) ток, так как анод действует своим полем на потенциальный барьер у катода через две сетки. Но при изменении анодного напряжения происходит перераспределение электронного потока. Пусть для примера повышение анодного напряжения с 200 до 300 *в* увеличивает анодный ток на 10%. При анодном токе 1 *ма* это увеличение составит 0,1 *ма*, а при токе 10 *ма* оно равно 1 *ма*. Ток экранирующей сетки примерно на столько же уменьшится, поскольку катодный ток остается

почти постоянным. Таким образом, действительно, при возрастании анодного тока расхождение между характеристиками увеличивается.

Анодно-сеточные характеристики тетродов более нелинейны, нежели характеристики триодов. Главной причиной этого является динатронный эффект экранирующей сетки. Первичные электроны, ударяя в экранирующую сетку, выбивают из нее вторичные электроны, которые летят к аноду, имеющему более высокий положительный потенциал. В результате к анодному току добавляется ток вторичных электронов, а ток экранирующей сетки несколько уменьшается. Если изменять напряжение управляющей сетки в положительную сторону, то ток экранирующей сетки растет. На эту сетку попадает все больше первичных электронов и выбивается больше вторичных электронов. Добавочный ток вторичных электронов растет, что и вызывает более значительное увеличение крутизны характеристики, чем у триода.

Так как характеристики тетрода для различных анодных напряжений идут близко друг к другу, рабочая анодно-сеточная характеристика проходит внутри узкого пучка статических характеристик и мало отличается от последних. Крутизна рабочей характеристики лишь немного меньше статической крутизны.

На рис. 8-7 не показаны характеристики тока управляющей сетки. Они идут, так же, как характеристики триода, расходящимся пучком из начала координат. Анодное напряжение на их ход почти не влияет. Значительно сильнее влияние напряжения экранирующей сетки. Оно подобно влиянию анодного напряжения в триоде. С увеличением напряжения экранирующей сетки ток управляющей сетки уменьшается и его характеристика располагается ниже.

Ввиду того, что анодно-сеточные характеристики тетрода расположены очень близко друг от друга, рекомендуется снимать их одновременно. Установив то или иное напряжение управляющей сетки, следует измерить токи для всех тех напряжений анода, для которых снимаются характеристики (например, для U_{a1} и U_{a2} на рис. 8-7). Затем то же делают при другом значении сеточного напряжения и т. д.

Существенным недостатком тетрода является д и н а т р о н н ы й э ф ф е к т а н о д а. Электроны, ударяя в анод, выбивают из него вторичные электроны. Вторичная эмиссия из анода существует во всех лампах, но в диодах и триодах она не вызывает последствий и остается незаметной. В этих лампах вторичные электроны, вылетевшие из анода, возвращаются на него, так как он имеет наибольший положительный потенциал по сравнению с другими электродами.

В тетроде вторичная эмиссия анода не проявляет себя, если напряжение экранирующей сетки меньше напряжения анода. При этом условии вторичные электроны возвращаются на анод. Если же тетрод работает в режиме нагрузки, то при увеличении анодного тока возрастает падение напряжения на нагрузочном сопротивлении, а напряжение анода понижается. Поэтому при значительных амплитудах колебаний анодное напряжение в некоторые промежутки времени может стать меньше постоянного напряжения экранирующей сетки. Тогда вторичные электроны, вылетев с анода, не возвращаются на него, а притягиваются к экранирующей сетке, имеющей более высокий положительный потенциал. Возникает ток вторичных электронов, направленный противоположно току первичных электронов. Общий анодный ток уменьшается, а ток экранирующей сетки увеличивается. Такое явление называют динатронным эффектом анода.

На рис. 8-8 показаны стрелками ток i_{aI} первичных электронов, попадающих на анод, ток экранирующей сетки, образованный первичными электронами i_{c2I}, и ток вторичных электронов i_{II}, летящих с анода на экранирующую сетку. Результирующие значения токов анода и экранирующей сетки равны:

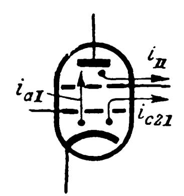


Рис. 8-8. Токи в тетроде при динатронном эффекте анода.

$$i_a = i_{aI} - i_{II} \text{ и } i_{c2} = i_{c2I} + i_{II}. \quad (8\text{-}13)$$

Если коэффициент вторичной эмиссии анода больше 1, то ток i_{II} может превысить значение тока i_{aI}. Тогда результирующий анодный ток станет отрицательным.

Не следует отождествлять динатронный эффект с вторичной эмиссией. Вторичная эмиссия является необходимым (но не достаточным) условием для возникновения динатронного эффекта. Второе необходимое условие для появления динатронного эффекта заключается в том, что напряжение анода должно быть ниже напряжения экранирующей сетки ($U_a < U_{c2}$). Если вторичная эмиссия есть, но второе условие не выполняется, то динатронного эффекта не будет.

Динатронный эффект вызывает сильное искривление анодных характеристик тетрода. На рис. 8-9 изображены сплошными линиями характеристики тетрода для токов анода и экранирующей сетки при постоянных напряжениях управляющей и экранирующей сеток. Напряжение управляющей сетки отрицательно для того, чтобы ее ток был равен нулю, хотя наличие этого тока не внесло бы принципиальных изменеиий в рассматриваемые характеристики. Для примера на рис. 8-9 взято $U_{c1} = -2$ *в* и $U_{c2} = 140$ *в*.

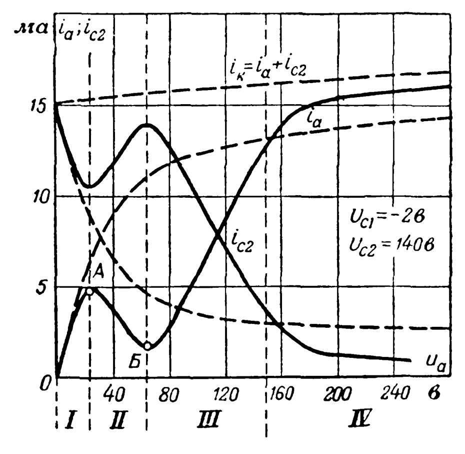


Рис. 8-9. Характеристики токов анода, экранирующей сетки и катода тетрода.

При нулевом анодном напряжении анодный ток отсутствует (возможен небольшой начальный ток за счет начальной скорости электронов при вылете из катода). Ток экранирующей сетки при этом наибольший. Подобно тому, как было в триоде в режиме возврата, в данном случае между экранирующей сеткой и анодом существует второе электронное облачко. Оно образовано электронами, которые пролетели сквозь экранирующую сетку и попали в тормозящее поле между этой сеткой и анодом. Электроны из второго облачка возвращаются на экранирующую сетку и участвуют в создании ее тока вместе с теми электронами, которые перехватываются этой сеткой. При $u_a \leqslant u_{c2}$ тетрод работает в режиме возврата. В этом режиме

между анодом и экранирующей сеткой имеется второй потенциальный барьер. При изменении анодного напряжения изменяется высота этого барьера и резко изменяется распределение электронного потока между анодом и экранирующей сеткой.

В анодных характеристиках тетрода можно отметить четыре области. Первая область (*I* на рис. 8-9) соответствует небольшим анодным напряжениям, примерно до 10—20 *в*. Вторичной эмиссии из анода еще нет, так как скорость первичных электронов недостаточна для выбивания вторичных электронов. В этой области с увеличением анодного напряжения наблюдается резкое возрастание анодного тока и уменьшение тока экранирующей сетки. Это объясняется тем, что анод притягивает электроны из второго электронного облачка. Действие анода получается весьма сильным потому, что между анодом и этим облачком нет сеток, задерживающих электрическое поле.

Анод слабо влияет на катодный ток, т. е. на поток электронов, уходящих из первого облачка, так как поле анода действует на это облачко (на потенциальный барьер у катода) через две сетки. Поэтому характеристика катодного тока (см. рис. 8-9) идет с небольшим подъемом. Упрощенно она показана в виде прямой, но в действительности ее форма может быть иной. Поскольку ток $i_к$ изменяется мало, ток i_{c2} уменьшается примерно на столько же миллиампер, на сколько увеличивается анодный ток.

Если напряжение анода превысит 10—20 *в*, то появляется вторичная эмиссия и возникает динатронный эффект. Анодный ток с увеличением анодного напряжения уменьшается, а ток экранирующей сетки возрастает (область *II*). Минимум анодного тока (точка *Б*) получается при наиболее сильно выраженном динатронном эффекте. В подобном режиме ток вторичных электронов наибольший. Вообще этот ток зависит от величины вторичной эмиссии и напряжения экранирующая сетка — анод $u_{c2а}$, которое создает ускоряющее поле для вторичных электронов. В начале области *II* напряжение $u_{c2а}$ велико, но ток вторичных электронов мал, так как мала вторичная эмиссия. Наибольшим ток i_{II} будет в случае, когда вторичная эмиссия уже достаточно велика, а напряжение $u_{c2а}$ еще не слишком мало, т. е. когда напряжение анода еще значительно ниже, чем напряжение экранирующей сетки (точка *Б*).

Здесь можно провести аналогию с диодом, у которого анодный ток зависит от эмиссии катода и анодного напряжения. Если анодное напряжение большое, но эмиссия мала, то анодный ток мал. Он будет также малым, если эмиссия велика, но анодное напряжение мало Чтобы анодный ток был большим, нужны достаточная эмиссия катода и не слишком малое анодное напряжение. В тетроде участок анод — экранирующая сетка для вторичных электронов подобен диоду. Анод играет роль катода, а экранирующая сетка служит анодом.

Не следует думать, что точка *Б* на характеристике соответствует равенству $u_а = u_{c2}$. Из приведенных разъяснений видно, что наибольший ток i_{II} не может получиться при $u_{c2а} = u_{c2} - u_а = 0$. При большой вторичной эмиссии анода точка *Б* может оказаться ниже оси абсцисс.

Часть характеристики правее точки *Б* соответствует уменьшению динатронного эффекта. С увеличением анодного напряжения анодный ток растет, а ток экранирующей сетки убывает (область *III*). В этой области ток вторичных электронов уменьшается за счет уменьшения напряжения $u_{c2а}$. Прекращение динатронного эффекта со

стороны анода примерно соответствует равенству $u_a = u_{c2}$. Иногда неправильно считают, что при этом получается равенство токов $i_a = i_{c2}$ (точка пересечения характеристик). Оно могло бы наблюдаться, если бы анод и экранирующая сетка были одинаковыми электродами, расположенными симметрично относительно других электродов. На самом же деле они различны и обычно при $u_a = u_{c2}$ ток экранирующей сетки заметно меньше, чем ток анода.

Итак, динатронный эффект со стороны анода соответствует областям *II* и *III* анодной характеристики.

Когда анодное напряжение становится выше напряжения экранирующей сетки (область *IV*), то наблюдаются небольшой рост анодного тока и незначительное уменьшение тока экранирующей сетки. Вторичная эмиссия анода в этой области существует, но вторичные электроны все возвращаются на анод, т. е. динатронного эффекта со стороны анода нет. Зато наблюдается попадание на анод вторичных электронов, выбитых с экранирующей сетки, за счет которых анодный ток несколько возрастает, а бесполезный ток экранирующей сетки соответственно уменьшается. Таким образом, область *IV* соответствует проявлению динатронного эффекта экранирующей сетки, который не является вредным.

Тетроды обычно работают в области *IV*. Пологий ход характеристики в этой области объясняется тем, что второе электронное облачко при $u_a > u_{c2}$ не существует (оно рассасывается уже при более низких анодных напряжениях). Рост анодного тока в области *IV* получается за счет токораспределения и роста общего катодного тока, который увеличивается незначительно, так как действие анода ослаблено двумя сетками. Анод может своим полем «вытягивать» очень мало электронов из первого электронного облачка, находящегося у катода, так как через две сетки к этому облачку проникает ничтожная часть поля анода. За счет токораспределения, т. е. перераспределения общего катодного тока между анодом и экранирующей сеткой, анодный ток в области *IV* растет несколько больше, чем ток катода. Но все же большие изменеиия аиодного напряжения вызывают незначительные изменения анодного тока. Это означает, что в области *IV* тетрод обладает высоким внутренним сопротивлением R_i и высоким коэффициентом усиления μ.

Для сравнения на рис. 8-9 показаны штриховыми линиями характеристики для идеального случая, когда динатронный эффект отсутствует вследствие того, что анод и экранирующая сетка не обладают вторичной эмиссией. Иначе говоря, эти характеристики показывают только ток первичных электронов. В областях *II* и *III* разность между ординатами сплошной и штриховой кривых для тока анода или тока экранирующей сетки показывает ток вторичных электронов с анода. А в области *IV* эта разность определяет ток вторичных электронов, выбитых с экранирующей сетки.

В области *II* характеристика анодного тока имеет «падающий» участок *АБ*, в пределах которого внутреннее сопротивление тетрода отрицательно, так как положительному приращению Δu_a соответствует отрицательное приращение Δi_a:

$$R_{i\,АБ} = \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} < 0.$$

Как было показано в § 6-5, прибор с отрицательным сопротивлением может работать в качестве генератора. Тетрод в пределах «падающего» участка характеристики при известных условиях действи-

тельно будет генерировать переменный ток. Этот процесс является преобразованием энергии постоянного тока анодного источника в энергию переменного тока. На использовании отрицательного внутреннего сопротивления тетрода могут быть построены динатронные ламповые генераторы, которые, впрочем, не получили распространения из-за недостаточной устойчивости явления вторичной эмиссии.

Динатронный эффект в тетроде вреден, так как он нарушает правильную работу лампы и препятствует использованию тетрода для усиления колебаний с большими амплитудами. Резкая нелинейность характеристик при наличии динатронного эффекта создает большие нелинейные искажения при усилении колебаний. Невыгодно также и то, что при динатронном эффекте бесполезный ток экранирующей сетки больше полезного анодного тока.

Чтобы динатронный эффект не мог возникнуть, напряжение экранирующей сетки должно быть всегда меньше анодного напряжения. Именно поэтому напряжение U_{c2} обычно составляет 20—50% напряжения анода.

При работе тетрода в усилительном каскаде напряжение анода меняется на величину амплитуды усиленного напряжения U_{mR}, причем $U_{mR} = KU_{mc1}$, где K — коэффициент усиления каскада. Для устранения динатронного эффекта напряжение U_{c2} не должно быть больше минимального анодного напряжения:

$$U_{c2} \leqslant u_{а.мин} = U_а - U_{mR}. \tag{8-14}$$

Отсюда следует, что наибольшая допустимая амплитуда усиленного напряжения не должна превосходить разности напряжений $U_а$ и U_{c2}:

$$U_{mR} \leqslant U_а - U_{c2}. \tag{8-15}$$

Как видно, динатронный эффект ограничивает возможность получения от тетрода большого усиления и большой полезной мощности. Возникает своеобразное противоречие. Чтобы при данном анодном напряжении можно было усиливать колебания с большей амплитудой без возникновения динатронного эффекта, надо уменьшить напряжение экранирующей сетки. Но тогда уменьшится анодный ток, анодно-сеточные характеристики тетрода сдвинутся вправо (станут «менее левыми»). Следовательно, колебания с большой амплитудой можно будет усиливать только при наличии сеточных токов, что нежелательно.

Практически для усиления используются лишь участки анодных характеристик тетрода в области *IV*. Не следует думать, что пологий ход этих характеристик в данной области соответствует режиму насыщения. Вследствие того, что анод в тетроде действует очень слабо на анодный ток, достигнуть режима насыщения путем увеличения анодного напряжения практически нельзя. Насыщение можно получить лишь при подаче положительного напряжения на управляющую сетку. Если изменить это напряжение в положительную сторону, то оба тока $i_а$ и i_{c2} возрастут и характеристики будут проходить выше. Подобно этому при увеличении напряжения экранирующей сетки токи $i_а$ и i_{c2} также будут больше и их характеристики должны располагаться выше. Кроме того, при повышении u_{c2} соответственно расширяется область динатронного эффекта (области *II* и *III*).

8-4. ПАРАМЕТРЫ ТЕТРОДА

Статические параметры тетрода определяются аналогично параметрам триода. Необходимо только добавить условие постоянства напряжения на экранирующей сетке.

Крутизна характеристики равна:

$$S = \frac{\Delta i_а}{\Delta u_{с1}} \text{ при } u_а = \text{const}; \; u_{с2} = \text{const}. \qquad (8\text{-}16)$$

Управляющая сетка в тетродах расположена относительно катода так же, как и в триодах. Поэтому крутизна у тетродов такого же порядка, как у триодов, т. е. составляет единицы или десятки миллиампер на вольт.

Внутреннее сопротивление равно:

$$R_i = \frac{\Delta u_а}{\Delta i_а} \text{ при } u_{с1} = \text{const}; \; u_{с2} = \text{const}. \qquad (8\text{-}17)$$

Вследствие того, что действие анодного напряжения в тетроде ослаблено во много раз, внутреннее сопротивление получается обычно в десятки раз бо́льшим, чем у триода, и доходит до сотен килоом. Чем гуще экранирующая сетка, тем выше величина R_i.

Коэффициент усиления определяется так:

$$\mu = -\frac{\Delta u_а}{\Delta u_{с1}} \text{ при } i_а = \text{const}; \; u_{с2} = \text{const}. \qquad (8\text{-}18)$$

Он также повышается с увеличением густоты экранирующей сетки и может быть в десятки раз большим, чем у триодов, т. е. величина его доходит до сотен.

Соотношение между параметрами $\mu = SR_i$ остается в силе. Проницаемость D в тетроде не точно равна обратной величине коэффициента усиления, так как D определяется при условии постоянства катодного, а не анодного тока:

$$D = -\frac{\Delta u_{с1}}{\Delta u_а} \text{ при } i_к = \text{const}; \; u_{с2} = \text{const}. \qquad (8\text{-}19)$$

С подобной разницей в определении D и μ мы встречались при рассмотрении триода. Однако для триода при отрицательном напряжении управляющей сетки получалось точное равенство $D = 1/\mu$, так как в этом случае $i_{с1} = 0$ и $i_к = i_а$. А в тетроде катодный ток всегда больше анодного, поскольку ток экранирующей сетки всегда существует вместе с анодным током. Поэтому для тетрода равенство $D = 1/\mu$ является всегда приближенным.

На рис. 8-10 показан характеристический треугольник для нахождения параметров из анодно-сеточных характеристик. Он имеет очень малые размеры и при определении параметров получаются значительные погрешности. Более точно можно найти крутизну, если взять на характеристике две точки, расположенные не слишком близко друг от друга (например, точки A и $Б$ для нахождения крутизны в точке T).

По точкам M и N можно определить внутреннее сопротивление для точки T. Коэффициент усиления рассчитывают по формуле $\mu = SR_i$.

Вследствие значительной нелинейности характеристик тетрода его параметры при изменении режима довольно сильно изменяются. При увеличении отрицательного напряжения управляющей сетки, т. е. при уменьшении анодного тока, крутизна уменьшается, а внут-

реннее сопротивление и коэффициент усиления увеличиваются (рис. 8-11). Как видно, особенностью тетрода по сравнению с триодом является сильная зависимость коэффициента усиления от режима.

Определение параметров из анодных характеристик тетрода показано на рис. 8-12. Обычно параметры указываются для рабочей области анодных характеристик, т. е. при $u_а > u_{с2}$. Для заданной точки T можно найти крутизну, если взять приращение анодного тока и сеточного напряжения между точками A и $Б$. Внутреннее сопротивление определяется либо из треугольника $ВГД$, либо методом касательной. Однако последний менее удобен, так как угол наклона анодных характеристик мал. Величину μ находят как произведение S на R_i.

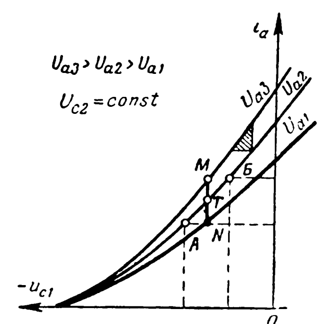


Рис. 8-10. Определение параметров тетрода из анодно-сеточных характеристик.

С увеличением отрицательного напряжения управляющей сетки анодные характеристики идут более полого и ближе друг к другу, что соответствует увеличению внутреннего сопротивления и уменьшению крутизны.

В некоторых схемах тетрод используется так, что его триодная часть, состоящая из катода, управляющей сетки и экранирующей сетки, работает в одном каскаде, а вся лампа входит в состав другого

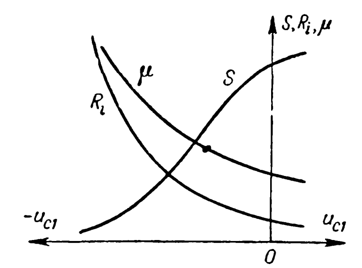


Рис. 8-11. Зависимость параметров тетрода от сеточного напряжения.

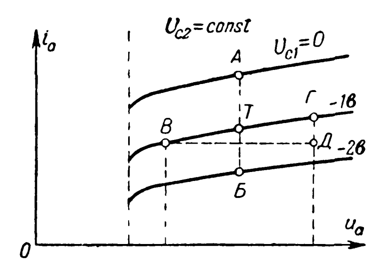


Рис. 8-12. Определение параметров тетрода с помощью анодных характеристик.

каскада. Параметры триодной части тетрода $S_{тр}$, $R_{i\ тр}$ и $\mu_{тр}$ определяются по обычным формулам с учетом того, что роль анода выполняет экранирующая сетка:

$$S_{тр} = \frac{\Delta i_{c2}}{\Delta u_{c1}} \text{ при } u_{c2} = \text{const}; \ u_а = \text{const}; \tag{8-20}$$

$$R_{i тр} = \frac{\Delta u_{c2}}{\Delta i_{c2}} \text{ при } u_{c1} = \text{const}; \ u_а = \text{const}; \tag{8-21}$$

$$\mu_{тр} = -\frac{\Delta u_{c2}}{\Delta u_{c1}} \text{ при } i_{c2} = \text{const}; \ u_а = \text{const}. \tag{8-22}$$

Проницаемость триодной части тетрода есть проницаемость управляющей сетки D_1 и она равна $1/\mu_{тр}$. Все эти параметры могут быть определены путем измерений или из характеристик триодной части, которые аналогичны характеристикам обычного триода.

Не следует смешивать использование триодной части тетрода с включением всего тетрода в качестве триода, когда экранирующая сетка соединяется с анодом и весь тетрод приобретает свойства триода. Характеристики и параметры тетрода в триодном включении близки к характеристикам и параметрам его триодной части. Можно также рассматривать параметры и характеристики тетрода, принимая его экранирующую сетку за управляющую. Но такое применение тетрода практически не встречается.

Помимо рассмотренных параметров тетрода, имеются и другие величины, аналогичные тем, какие были указаны для триода. В частности, важна допустимая мощность $P_{c2доп}$, выделяемая на экранирующей сетке.

8-5. МЕЖДУЭЛЕКТРОДНЫЕ ЕМКОСТИ ТЕТРОДА

На рис. 8-13 показаны схема усилительного каскада с тетродом и все его междуэлектродные емкости. Помимо емкостей $C_{c1к}$, $C_{а.c1}$, имеющихся и в триоде, добавились емкость между сетками C_{c1c2}, емкость анод — экранирующая сетка $C_{а.c2}$ и емкость экранирующая сетка — катод $C_{c2к}$.

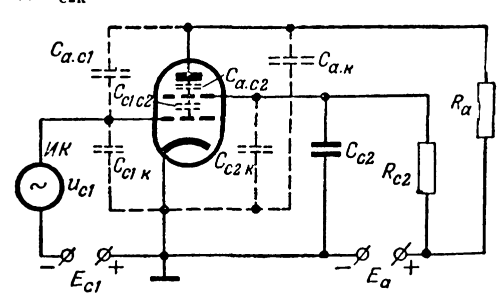


Рис. 8-13. Схема усилительного каскада с тетродом.

Роль этих емкостей удобно рассматривать с помощью эквивалентной схемы каскада для переменного тока (рис. 8-14). В ней лампа, как обычно, заменена эквивалентным генератором, имеющим э. д. с. μu_{c1} и внутреннее сопротивление R_i. Так как конденсатор C_{c2} имеет достаточно большую емкость, то можно его сопротивление принять равным нулю и показать экранирующую сетку соединенной накоротко с катодом. На схеме не показана емкость $C_{c2к}$, так как она подключена параллельно конденсатору C_{c2} и практически замыкается им накоротко.

Из рассмотрения схемы следует, что входная емкость тетрода в режиме нагрузки равна:

$$C_{вх.раб} = C_{c1к} + C_{c1c2} + C_{а.c1}(1 + K). \qquad (8\text{-}23)$$

Проходная емкость $C_{a.c1}$ в тетроде составляет малые доли пикофарады. Поэтому величина $C_{a.c1}(1 + K)$ также получается значительно меньше, нежели первые слагаемые. Приближенно можно считать, что

$$C_{вх.раб} \approx C_{c1к} + C_{c1c2}, \tag{8-24}$$

т. е. $C_{вх.раб}$ равна входной емкости в статическом режиме $C_{вх}$. Как видно у тетрода, входная емкость в режиме нагрузки значительно меньше, чем у триода, а в статическом режиме входные емкости у них одного порядка.

Пример. Сравнить входные емкости в статическом и рабочем режимах для каскада с триодом, имеющего $C_{c1к} = 12$ *пф*, $C_{a.c1} = 6$ *пф*, $K = 20$, и каскада с тетродом, у которого $C_{c1к} = 12$ *пф*, $C_{c1c2} = 10$ *пф*, $C_{a.c1} = 0{,}02$ *пф*, $K = 100$.

Рис. 8-14. Эквивалентная схема усилительного каскада с тетродом.

Решение. В статическом режиме: для триода $C_{вх} = C_{c1к} + C_{a.c1} = 12 + 6 = 18$ *пф*; для тетрода $C_{вх} \approx C_{c1к} + C_{c1c2} = 12 + 10 = 22$ *пф*. В рабочем режиме: для триода $C_{вх.раб} = C_{c1к} + C_{a.c1}(1 + K) = 12 + 6(1 + 20) = 138$ *пф*; для тетрода $C_{вх.раб} \approx C_{вх} = 22$ *пф*. Более точно по формуле (8-23) получим 24 *пф*.

Выходная емкость тетрода равна:

$$C_{вых} = C_{a.к} + C_{a.c2}. \tag{8-25}$$

Она больше, чем у триода (для него было $C_{вых} = C_{a.к}$), что является некоторым недостатком тетрода.

8-6. УСТРОЙСТВО И РАБОТА ПЕНТОДА

Основной недостаток тетрода — динатронный эффект — привел к тому, что были разработаны и получили широкое распространение пятиэлектродные лампы, называемые пентодами. В них еще сильнее выражены все положительные свойства тетродов и вместе с тем устранен динатронный эффект.

В пентоде для устранения динатронного эффекта имеется еще одна сетка, расположенная между анодом и экранирующей сеткой. Ее называют *защитной* сеткой, так как она защищает лампу от возникновения динатронного эффекта, и обозначают C_3. Встречаются также другие названия этой сетки: *антидинатронная*, *противодинатронная*, *пентодная*, *третья*.

Защитная сетка обычно соединяется с катодом, т. е. имеет нулевой потенциал относительно катода и отрицательный относительно анода. Иногда на защитную сетку подается небольшое постоянное напряжение. Например, для увеличения полезной мощности генераторные пентоды работают при положительном напряжении на защитной сетке, а при модуляции колебаний путем изменения напряжения защитной сетки на этой сетке устанавливается отрицательное смещение. Однако во всех случаях потенциал защитной сетки гораздо ниже потенциала анода и действие этой сетки примерно такое же,

как и при нулевом потенциале. В дальнейшем будем считать $u_{c3} = 0$. Во многих пентодах соединение защитной сетки с катодом делается внутри лампы (рис. 8-15, *а*) и тогда на этой сетке напряжение всегда равно нулю. Если же имеется вывод защитной сетки (рис. 8-15, *б*), то соединение ее с катодом производится в монтаже схемы.

Роль защитной сетки состоит в том, что между ней и анодом создается электрическое поле, которое тормозит, останавливает и возвращает на анод вторичные электроны, выбитые из анода. Они не могут проникнуть на экранирующую сетку, даже если ее напряжение выше анодного, и динатронный эффект полностью уничтожается.

Защитная сетка обычно довольно редкая и поэтому она ослабляет действие анода не так значительно, как экранирующая сетка. На рис. 8-15, *в* схематически показано устройство пентода с цилиндрическими электродами.

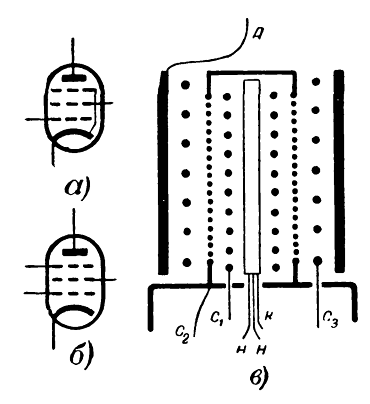


Рис. 8-15. Схематическое изображение пентода (*а* и *б*) и принцип его конструкции (*в*).

На участке между экранирующей и защитной сетками для электронов, летящих от катода, создается тормозящее поле, и может показаться, что это вызовет уменьшение анодного тока. Однако электроны, получив большую скорость под действием ускоряющего поля экранирующей сетки и пролетев через нее, долетают до защитной сетки и не теряют полностью своей скорости, так как в пространстве между витками этой сетки потенциал не нулевой, а положительный. Это наглядно показано на рис. 8-16, на котором изображена потенциальная диаграмма пентода для участка экранирующая сетка — анод. В качестве примера взят случай, когда $U_{c2} = 200$ *в*, $U_{c3} = 0$ и $U_a = 100$ *в*. Нулевой потенциал имеется на проводниках защитной сетки, а в промежутках между ними потенциал выше нуля, но ниже, чем на аноде. На рис. 8-16 показаны кривые распределения потенциала вдоль линии *АБ*, проходящей через провод защитной сетки (кривая *1*), и вдоль линии *ВГ*, проходящей через середину промежутка между ее витками (кривая *2*). Из рис. 8-16 ясно, что в промежутке анод — защитная сетка создается потенциальный барьер, который не могут преодолеть вторичные электроны, выбитые из анода.

Пентоды отличаются от тетродов более высоким коэффициентом усиления μ, доходящим у некоторых пентодов до тысяч. Это объясняется тем, что защитная сетка выполняет роль дополнительной экранирующей сетки. Следовательно, в пентоде действие анода по сравнению с действием управляющей сетки еще слабее, нежели в тетроде. Соответственно возрастает и внутреннее сопротивление, которое у некоторых пентодов доходит до миллионов ом. Проходная емкость $C_{a.\,c1}$ становится еще меньшей, чем у тетродов. Крутизна пентодов такого же порядка, как у триодов и тетродов, т. е. в пределах 1—50 *ма/в*.

Пентод можно привести к эквивалентному диоду таким же путем, как это было сделано для тетрода. Выражение для действующего

апряжения может быть написано в следующем виде:

$$u_д = u_{c1} + D_1 u_{c2} + D_1 D_2 u_{c3} + D_1 D_2 D_3 u_a. \qquad (8\text{-}26)$$

Отсюда следует, что проницаемость пентода — весьма малая величина:

$$D = D_1 D_2 D_3. \qquad (8\text{-}27)$$

Соответственно коэффициент усиления пентода может быть очень большим, так как он приближенно равен:

$$\mu \approx \frac{1}{D} = \frac{1}{D_1 D_2 D_3}. \qquad (8\text{-}28)$$

Поскольку величина D мала, в формуле для действующего напряжения можно пренебречь последним слагаемым. Третье слагаемое либо равно нулю, если $u_{c3} = 0$, либо также очень небольшая величина, поскольку произведение $D_1 D_2$ — малая дробь. Поэтому действующее напряжение равно:

$$u_д \approx u_{c1} + D_1 u_{c2}, \qquad (8\text{-}29)$$

т. е. выражается так же, как и для тетрода. Очевидно, что анодно-сеточные характеристики у пентода такие же «левые», как у тетрода, и запирающее напряжение определяется по той же формуле, что и для тетрода:

$$u_{c1\,зап} \approx -D_1 u_{c2}. \qquad (8\text{-}30)$$

Закон степени трех вторых для пентода имеет вид:

$$i_к = g u_д^{3/2}, \qquad (8\text{-}31)$$

где катодный ток равен:

$$i_к = i_a + i_{c1} + i_{c2} + i_{c3}. \qquad (8\text{-}32)$$

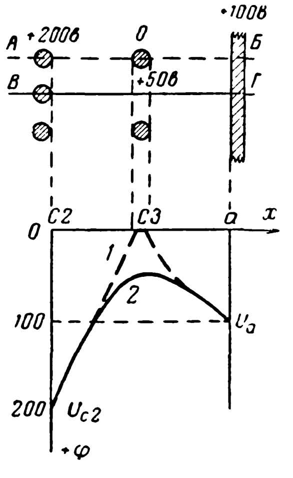


Рис. 8-16. Потенциальные диаграммы для промежутка анод-экранирующая сетка пентода.

Если лампа работает при отрицательных сеточных напряжениях, то $i_{c1} = 0$. Ток i_{c3} учитывают лишь в случае, когда напряжение этой сетки положительно. При $u_{c3} = 0$ небольшой ток в цепи защитной сетки, конечно, есть, так как электроны, имея начальную скорость, попадают на эту сетку даже при нулевом потенциале на ней. Однако этот ток настолько мал, что его обычно не учитывают В большинстве случаев ток катода является суммой только двух токов, как и в тетроде:

$$i_к \approx i_a + i_{c2}. \qquad (8\text{-}33)$$

Схема включения пентода в усилительный каскад не отличается от схемы включения тетрода. Добавляется только соединение защитной сетки с катодом. Способы питания экранирующей сетки встречаются такие же, как и для тетрода. Напряжение экранирующей сетки в пентодах может быть любое, так как динатронный эффект уничтожен. В маломощных каскадах, например в усилителях высокой частоты радиоприемников или предварительных каскадах уси-

ления низкой частоты, напряжение экранирующей сетки обычно небольшое (20—50% анодного напряжения). Объясняется это тем, что при усилении слабых колебаний не требуется большой анодный ток. А в более мощных каскадах, например в генераторах и передатчиках или оконечных каскадах усилителей низкой частоты, анодный ток должен быть больше и U_{c2} берется выше. Иногда на экранирующую сетку более мощных пентодов подают полное напряжение анодного источника (без понижающего резистора или делителя), т. е. устанавливают $U_{c2} = E_a$.

Конденсатор C_{c2} в усилителях низкой частоты должен иметь емкость порядка десятых долей микрофарады и более, чтобы его сопротивление было малым. В каскадах усиления высокой частоты емкость конденсатора C_{c2} берется соответственно меньшей.

Все, что было сказано о необходимости экранировки применительно к тетродам, работающим в высокочастотных каскадах, остается в силе и для пентодов.

8-7. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕНТОДА

Основными характеристиками у пентодов являются анодно-сеточные и анодные характеристики. В отличие от тетрода для пентода они снимаются при дополнительном условии постоянства напряжения защитной сетки. Схема для снятия характеристик пентода такая же, как для тетрода (см. рис. 8-6). Если необходимо устанавливать различные напряжения на защитной сетке, то в цепь этой сетки добавляют потенциометр и измерительные приборы.

Анодно-сеточные характеристики пентода имеют такой же вид, как у тетрода (см. рис. 8-7), причем для различных анодных напряжений они идут почти сливаясь друг с другом, так как анод в пентоде действует очень слабо на катодный ток.

Для практических расчетов пользуются анодными характеристиками. На рис. 8-17, *а* показаны характеристики пентода для токов анода, экранирующей сетки и катода при постоянных напряжениях всех сеток.

Катодный ток очень мало изменяется при изменении анодного напряжения, а характеристики токов анода и экранирующей сетки могут быть разделены на две области. В области малых анодных напряжений (область *I*) получаются резкое возрастание анодного тока и резкое спадание тока экранирующей сетки при небольших изменениях анодного напряжения. Это объясняется тем, что при нулевом или малом анодном напряжении около защитной сетки создается второе электронное облачко. Оно образовано электронами, проскочившими экранирующую сетку и летящими далее в тормозящем поле. При анодном напряжении, равном нулю, почти все электроны возвращаются из этого облачка на экранирующую сетку и ее ток имеет наибольшее значение. Поэтому данный режим, соответствующий области *I*, является режимом возврата. Скопление электронов во втором облачке создает потенциальный барьер, затрудняющий движение электронов к аноду. На анод попадают в небольшом количестве лишь электроны, вылетевшие из катода со значительными начальными скоростями. Они образуют начальный анодный ток (I_0 на рис. 8-17, *а*).

Анод сильно действует на второе электронное облачко. Поэтому даже незначительное увеличение анодного напряжения дает резкий рост анодного тока. Вместе с тем уменьшается ток экранирующей

сетки, так как электроны, уходящие из облачка на анод, уже не возвращаются на экранирующую сетку. По мере увеличения анодного напряжения второе электронное облачко рассасывается и рост анодного тока уменьшается. Потенциальный барьер во втором электронном облачке настолько понижается, что все электроны, пролетевшие экранирующую сетку, могут преодолеть этот барьер.

При дальнейшем повышении анодного напряжения рост анодного тока происходит главным образом за счет перераспределения общего катодного тока и отчасти за счет увеличения числа электронов, притягиваемых анодом из первого электронного облачка, находящегося около катода. Анод действует на это облачко через три сетки и его влияние ослаблено в сотни или тысячи раз. В этом режиме значительные изменения анодного напряжения вызывают весьма малые изменения анодного тока и тока экранирующей сетки (область *II*).

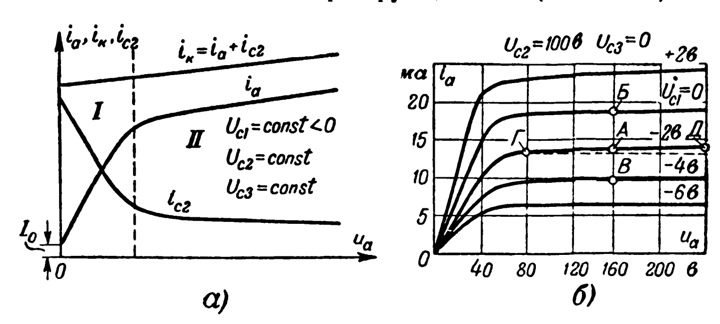


Рис. 8-17. Характеристики пентода для токов анода, экранирующей сетки и катода (*а*) и семейство анодных характеристик пентода (*б*).

Режим, соответствующий этой области, является режимом перехвата, так как экранирующая сетка только перехватывает электроны и нет электронов, возвращающихся на нее. Характеристики в области *II* становятся пологими, почти горизонтальными. Эти участки характеристик используются для работы пентода. Высокие значения коэффициента усиления и внутреннего сопротивления, характерные для пентода, получаются именно при работе в области *II*.

Пологий участок анодной характеристики пентода вовсе не соответствует режиму насыщения. Увеличением анодного напряжения ток насыщения в пентодах нельзя получить из-за ослабления действия анода тремя сетками. Режим насыщения может быть достигнут только при большом положительном напряжении управляющей сетки.

Плавное искривление характеристики при переходе из области *I* в область *II* объясняется тем, что второе электронное облачко рассасывается постепенно. Провода защитной сетки экранируют часть этого облачка от действия анода. При увеличении анодного напряжения сначала рассасываются части облачка, расположенные в просветах защитной сетки. Затем при более высоком анодном напряжении поле анода проникает в области, экранированные проводами защитной сетки.

Семейство анодных характеристик пентода дано на рис. 8-17, *б*. Чем больше отрицательное напряжение управляющей сетки, тем

меньше анодный ток и тем ниже проходят характеристики. При этом они идут более полого и ближе друг к другу. Наклон характеристик связан с величиной внутреннего сопротивления. Более пологие характеристики соответствуют более высокому R_i. Сближение характеристик свидетельствует об уменьшении крутизны.

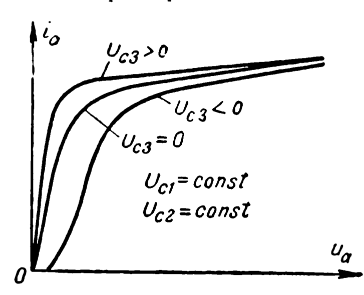


Рис. 8-18. Влияние напряжения защитной сетки на анодные характеристики пентода.

Приведенное на рис. 8-17, *б* семейство характеристик соответствует некоторым постоянным напряжениям экранирующей и защитной сеток. Если увеличить напряжение экранирующей сетки, то характеристики расположатся выше, так как токи возрастут. Кроме того, граница между областями *I* и *II* сдвинется вправо. Чем выше напряжение экранирующей сетки, тем большее напряжение должно быть на аноде для того, чтобы рассасывалось второе электронное облачко.

Влияние напряжения защитной сетки на анодные характеристики показано на рис. 8-18. Положительное напряжение на защитной сетке способствует рассасыванию второго электронного облачка, и переход в режим перехвата происходит при меньшем анодном напряжении. Наоборот, отрицательное напряжение на этой сетке запирает лампу при малых анодных напряжениях и затрудняет рассасывание облачка. Поэтому при $U_{c3} < 0$ начало характеристики и граница между режимами возврата и перехвата сдвигаются вправо. Характеристики пентода в режиме возврата при различных значениях U_{c3} напоминают анодные характеристики триода. При наличии второго электронного облачка пентод действительно подобен триоду. Роль катода играет это облачко, а защитная сетка служит управляющей сеткой.

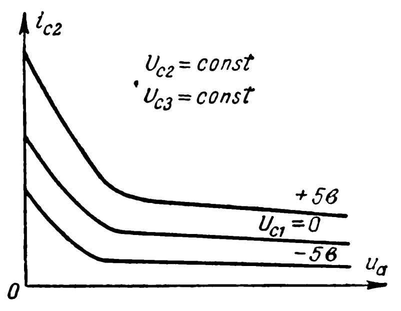


Рис. 8-19. Семейство характеристик тока экранирующей сетки пентода.

На рис. 8-17, *а* была показана характеристика тока экранирующей сетки. Семейство таких характеристик для различных напряжений управляющей сетки изображено на рис. 8-19. Его часто дают на одном графике с характеристиками анодного тока.

Для расчетов схем с пентодами могут быть необходимы и другие характеристики, например, показывающие зависимость токов пентода от напряжения защитной сетки, так как эта сетка иногда используется в качестве второй управляющей. Характеристики $i_a = f(u_{c3})$ и $i_{c2} = f(u_{c3})$ представлены на рис. 8-20. Из них видно, что управление величинами токов возможно только при отрицательном напряжении защитной сетки, когда происходит перераспределение токов. С увеличением отрицательного напряжения защитной сетки анодный

ток уменьшается, так как торможение электронов в пространстве между экранирующей и защитной сетками усиливается и все большее количество электронов возвращается к экранирующей сетке (режим возврата).

При некотором отрицательном напряжении на защитной сетке лампа запирается по анодному току, а ток экранирующей сетки становится наибольшим и равным катодному току. Все электроны, пролетевшие экранирующую сетку, возвращаются на нее. Запирающее отрицательное напряжение защитной сетки тем меньше, чем гуще эта сетка. А при малом отрицательном и тем более нулевом или положительном напряжении защитной сетки все электроны, пролетевшие экранирующую сетку, не возвращаются на нее и пролетают сквозь защитную сетку к аноду. В этом режиме анодный ток и ток экранирующей сетки почти не изменяются при изменении напряжения защитной сетки. На рис. 8-20 изображена также характеристика катодного тока. Он мало зависит от напряжения защитной сетки, так как это напряжение действует на потенциальный барьер у катода через две сетки, ослабляющие влияние защитной сетки во много раз.

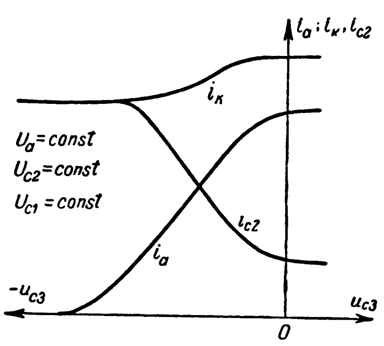


Рис. 8-20. Зависимость токов анода, экранирующей сетки и катода от напряжения защитной сетки.

При использовании триодной части пентода или включении пентода триодом расчеты проводятся с помощью соответствующих характеристик, которые не отличаются от характеристик обычного триода. Включение пентода триодом осуществляется путем соединения экранирующей сетки с анодом. Если защитная сетка имеет вывод, то и она соединяется с анодом.

8-8. ПАРАМЕТРЫ ПЕНТОДА

Параметры пентода определяются так же, как для тетрода, но добавляется условие постоянства напряжения защитной сетки:

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_{c1}} \text{ при } u_a = \text{const};\ u_{c2} = \text{const};\ u_{c3} = \text{const}; \quad (8\text{-}34)$$

$$R_i = \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} \text{ при } u_{c1} = \text{const};\ u_{c2} = \text{const};\ u_{c3} = \text{const}; \quad (8\text{-}35)$$

$$\mu = -\frac{\Delta u_a}{\Delta u_{c1}} \text{ при } i_a = \text{const};\ u_{c2} = \text{const};\ u_{c3} = \text{const}. \quad (8\text{-}36)$$

Проницаемость определяется при постоянстве катодного тока

$$D = -\frac{\Delta u_{c1}}{\Delta u_a} \text{ при } i_к = \text{const};\ u_{c2} = \text{const};\ u_{c3} = \text{const}. \quad (8\text{-}37)$$

Параметры триодной части выражаются формулами:

$$S_{тр} = \frac{\Delta i_{c2}}{\Delta u_{c1}} \text{ при } u_a = \text{const}; \ u_{c2} = \text{const}; \ u_{c3} = \text{const}; \quad (8\text{-}38)$$

$$R_{iтр} = \frac{\Delta u_{c2}}{\Delta i_{c2}} \text{ при } u_a = \text{const}; \ u_{c1} = \text{const}; \ u_{c3} = \text{const}; \quad (8\text{-}39)$$

$$\mu_{тр} = -\frac{\Delta u_{c2}}{\Delta u_{c1}} \text{ при } i_{c2} = \text{const}; \ u_a = \text{const}; \ u_{c3} = \text{const}. \quad (8\text{-}40)$$

От этих параметров мало отличаются параметры пентода в триодном включении.

При использовании защитной сетки в качестве управляющей в расчеты вводят крутизну и коэффициент усиления пентода по этой сетке:

$$S_3 = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_{c3}} \text{ при } u_a = \text{const}; \ u_{c1} = \text{const}; \ u_{c2} = \text{const}; \quad (8\text{-}41)$$

$$\mu_3 = -\frac{\Delta u_a}{\Delta u_{c3}} \text{ при } i_a = \text{const}; \ u_{c1} = \text{const}; \ u_{c2} = \text{const}. \quad (8\text{-}42)$$

Крутизна и коэффициент усиления по экранирующей сетке не представляют интереса, так как экранирующая сетка не используется в качестве управляющей и напряжение на ней всегда постоянно.

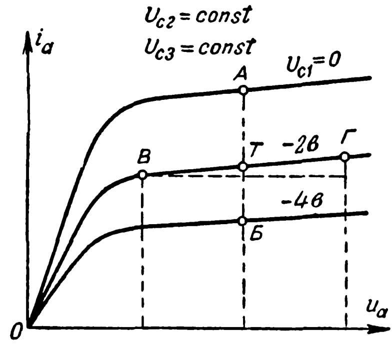


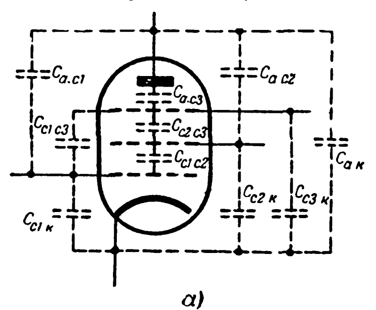
Рис. 8-21. Определение параметров из анодных характеристик пентода.

Нахождение параметров пентода из характеристик производится так же, как для тетрода. На рис. 8-21 показано определение параметров из анодных характеристик для заданной точки *Т*. Крутизна определяется как отношение приращений анодного тока и сеточного напряжения, соответствующих точкам *А* и *Б*. Внутреннее сопротивление равно отношению приращений анодного напряжения и анодного тока между точками *В* и *Г*. Величина R_i определяется не точно, так как приращение тока получается малым. Более точно можно определить R_i методом касательной. Зная для данной точки величины S и R_i, находим коэффициент усиления по формуле $\mu = SR_i$.

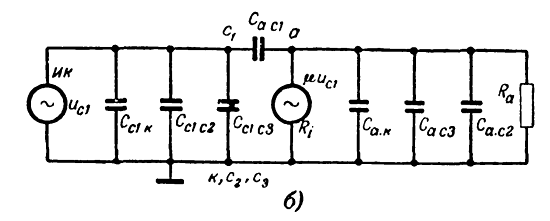
В рабочей области характеристик параметры S, R_i и μ имеют наибольшие значения, а в области *I* (см. рис. 8-17, *а*) при малых анодных напряжениях, т. е. в режиме возврата, все эти параметры резко уменьшаются и приобретают значения, характерные для триода (рекомендуем проверить это самому читателю). Но ведь в области *I* пентод и работает как триод, в котором роль катода выполняет второе электронное облачко.

8-9. МЕЖДУЭЛЕКТРОДНЫЕ ЕМКОСТИ ПЕНТОДА

Пентод имеет десять междуэлектродных емкостей, показанных на рис. 8-22, *а*. Однако в усилительном каскаде экранирующая и защитная сетки для переменного тока обычно замкнуты с катодом. Поэтому емкости $C_{c2к}$, $C_{c3к}$ и C_{c2c3} оказываются замкнутыми накоротко и их можно не рассматривать. Оставшиеся семь емкостей показаны на эквивалентной схеме (рис. 8-22, *б*). Из нее следует, что входная емкость



а)



б)

Рис. 8-22. Междуэлектродные емкости пентода (*а*) и эквивалентная схема усилительного каскада с пентодом (*б*).

пентода в статическом режиме, когда $R_a = 0$, составлена из четырех емкостей:

$$C_{вх} = C_{c1к} + C_{c1c2} + C_{c1c3} + C_{a.c1}. \qquad (8\text{-}43)$$

Емкость $C_{a.c1}$ ничтожна и может не приниматься во внимание. В режиме нагрузки вместо емкости $C_{a.c1}$ следует писать $C_{a.c1}\ (1 + K)$, но эта величина также мала, и поэтому

$$C_{вх.раб} \approx C_{вх} \approx C_{c1к} + C_{c1c2} + C_{c1c3}. \qquad (8\text{-}44)$$

Выходная емкость пентода равна:

$$C_{вых} = C_{a.к} + C_{a.c3} + C_{a.c2}. \qquad (8\text{-}45)$$

8-10. УСТРОЙСТВО И РАБОТА ЛУЧЕВОГО ТЕТРОДА

Позднее пентодов были разработаны и получили распространение лучевые тетроды, в которых динатронный эффект также устранен.

Лучевой тетрод по сравнению с обычным тетродом имеет следующие особенности конструкции. Увеличено расстояние между экра-

нирующей сеткой и анодом. Управляющая и экранирующая сетки имеют одинаковое число витков, причем витки их расположены точно друг против друга. Благодаря этому электроны летят от катода к аноду более плотными пучками — «лучами» (рис. 8-23, *а*). Чтобы электроны

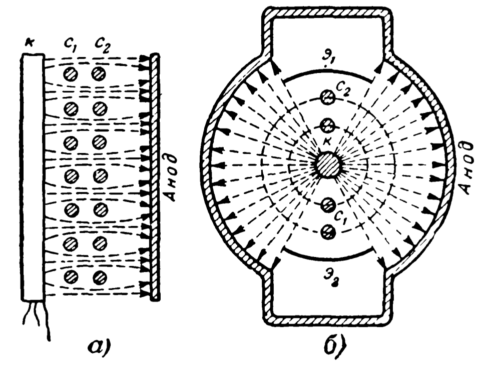


Рис. 8-23. Принцип устройства лучевого тетрода.

не летели в направлении траверс (держателей) сеток, имеются специальные э к р а н ы $э_1$ и $э_2$ (рис. 8-23, *б*) или л у ч е о б р а з у ю щ и е п л а с т и н ы, соединенные с катодом. Кроме того, части поверхности катода, находящиеся против траверс сеток, не покрываются оксидным слоем и поэтому не дают эмиссии. Общий вид элек-

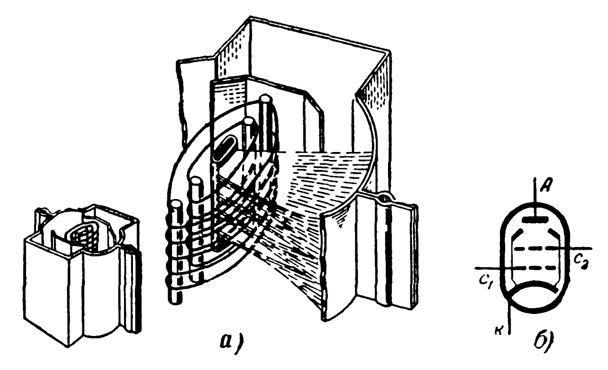


Рис. 8-24. Конструкция электродов лучевого тетрода (*а*) и его изображение на схемах (*б*).

тродов и изображение на схемах лучевого тетрода показаны на рис. 8-24. Иногда его изображают на схемах так же, как обычный тетрод.

В лучевом тетроде электроны летят к аноду только по траекториям, указанным на рис. 8-23 и 8-24 штриховыми линиями. Поэтому получаются более плотные электронные потоки, нежели в обычном тетроде. Увеличение плотности тока дает возрастание плотности

объемного заряда в соответствии с формулой $j = \rho v$. Это в свою очередь вызывает понижение потенциала в пространстве. Если напряжение анода ниже, чем экранирующей сетки, то в обычном триоде наблюдается динатронный эффект, а в лучевом тетроде его не будет, так как в промежутке экранирующая сетка — анод образуется потенциальный барьер для вторичных электронов.

На рис. 8-25, *б* показаны диаграммы распределения потенциала в этом промежутке при $U_а < U_{с2}$. Кривая *1* соответствует обычному тетроду, в котором плотность тока не достигает значительной величины. Эта же кривая относится к лучевому тетроду, если ток в нем небольшой. В этих случаях понижение потенциала получается недостаточным для создания потенциального барьера. Зато кривая *2* для лучевого тетрода с нормальным анодным током показывает, что в данном режиме при $U_а = 50$ *в* и $U_{с2} = 200$ *в* создается потенциальный барьер «высотой» 30 *в* для вторичных электронов, выбитых с анода. На участке от минимума потенциала $\varphi_{мин} = 20$ *в* до анода для вторичных электронов существует тормозящее поле, которое возвращает их на анод. Вторичные электроны, имеющие относительно небольшие начальные скорости, не могут преодолеть потенциальный барьер и попасть на экранирующую сетку, хотя на последней напряжение выше, чем на аноде. Первичные электроны, имея большие скорости, полученные за счет напряжения экранирующей сетки, преодолевают потенциальный барьер и попадают на анод.

Рис. 8-25. Распределение электронов и потенциала в лучевом тетроде.

а — распределение электронов в электронном пучке; *б* — потенциальная диаграмма промежутка анод — экранирующая сетка (*1* — при малом анодном токе; *2* — при нормальном анодном токе); *в* — потенциальная диаграмма при различных расстояниях между анодом и экранирующей сеткой.

В обычных тетродах экранирующая сетка делается более густой, нежели управляющая, и она рассеивает электронные потоки. Рассеивающее действие оказывают и траверсы сеток. Поэтому в обычных тетродах не получаются достаточно плотные электронные потоки и не создается потенциальный барьер для вторичных электронов.

Образованию потенциального барьера способствует увеличенное расстояние между экранирующей сеткой и анодом. Чем больше это расстояние, тем больше электронов находится в данном промежутке. Их суммарный отрицательный заряд возрастает и понижение потен-

циала становится более значительным. На рис. 8-25, *в* показаны кривые распределения потенциала для трех различных расстояний между анодом и экранирующей сеткой.

Уничтожение динатронного эффекта можно объяснить и тем, что в области минимального потенциала в промежутке экранирующая сетка—анод лучевого тетрода образуются электронные облачка, играющие роль защитной сетки. Действительно, если на экранирующей сетке напряжение выше, чем на аноде, то электроны, пролетевшие эту сетку, испытывают торможение, замедляют свое движение и в некотором месте образуется скопление электронов (электронное облачко). Вторичные электроны в свою очередь тормозятся этим облачком и также скапливаются, увеличивая плотность объемного заряда. Возрастание объемного заряда вызывает более сильное торможение электронов. Облачко становится еще плотнее и т. д. Таким образом, создается довольно плотное электронное облачко (сгусток электронов). Конечно, оно не имеет резких границ. Это явление поясняет рис. 8-25, *а*, на котором показано распределение электронов в электронном луче.

Итак, в лучевом тетроде за счет его конструкции получены плотные электронные потоки («лучи»), которые образуют электронные облачка, действующие подобно защитной сетке пентода. Эти облачка образуются автоматически только тогда, когда они необходимы, т. е. когда есть опасность возникновения динатронного эффекта ($u_а < u_{с2}$). Если же $u_а > u_{с2}$, т. е. выполняется условие отсутствия динатронного эффекта, то электронные облачка не образуются, но они и не нужны.

Достоинством лучевых тетродов по сравнению с обычными тетродами является также значительно меньший ток экранирующей сетки. Он бесполезен и его уменьшение весьма желательно. В лучевых тетродах электроны летят через просветы экранирующей сетки и почти не задерживаются ею. Поэтому ток экранирующей сетки составляет не более 5—7% анодного тока.

8-11. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ЛУЧЕВОГО ТЕТРОДА

Анодно-сеточные характеристики лучевых тетродов такие же, как у обычных тетродов (см. рис. 8-7). Только для разных анодных напряжений они расположены несколько дальше друг от друга, поскольку экранирующая сетка у лучевых тетродов не очень густая.

Основными характеристиками лучевого тетрода, используемыми для практических расчетов, являются анодные характеристики (рис. 8-26). Они похожи на характеристики пентодов, но имеют некоторые особенности. Переход из области *I* в область *II* у лучевых тетродов совершается более резко. Это объясняется тем, что электронные облачка между экранирующей сеткой и анодом находятся в лучевом тетроде под непосредственным воздействием поля анода, так как нет защитной сетки. Таким образом, в лучевом тетроде поле получается более однородным, а в пентоде оно искажается защитной сеткой. С увеличением анодного напряжения в лучевом тетроде электронные облачка рассасываются одновременно во всех частях. При некотором значении анодного напряжения облачка исчезают и наступает переход в рабочую область. Следовательно, достоинством лучевого тетрода является расширение области *II* за счет сужения нерабочей области *I*.

Другой особенностью анодных характеристик лучевого тетрода является динатронный эффект при значительных отрицательных

напряжениях управляющей сетки. При этих напряжениях катодный ток небольшой и плотность объемного заряда недостаточна для создания потенциального барьера, задерживающего вторичные электроны.

Характеристики на рис. 8-26 показывают, что с уменьшением анодного тока динатронный эффект проявляется все сильнее. Таким образом, в лучевых тетродах динатронный эффект не устраняется полностью. Но лампы, как правило, не работают при малых анодных напряжениях и токах. Поэтому динатронный эффект в лучевых тетродах практически не оказывает вредного влияния.

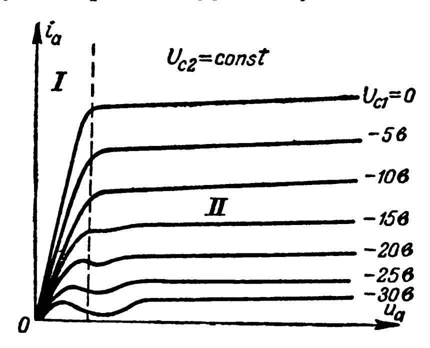


Рис. 8-26. Семейство анодных характеристик лучевого тетрода.

Остальные характеристики лучевых тетродов не имеют существенных особенностей по сравнению с характеристиками обычных тетродов и пентодов.

Параметры лучевых тетродов определяются по тем же формулам (8-16) — (8-19), что и для обычных тетродов. В лучевых тетродах проницаемости обеих сеток примерно одинаковы, так как эти сетки имеют одинаковую густоту. Но управляющую сетку делают не очень густой, чтобы лампа имела «левые» анодно-сеточные характеристики. Следовательно, и экранирующая сетка также не очень густая. Поэтому в лучевых тетродах коэффициент усиления несколько ниже, чем у обычных тетродов. Если, например, проницаемости сеток в лучевом тетроде равны $D_1 = D_2 = 0{,}05$ то общая проницаемость $D = D_1 D_2 = 0{,}0025$ и коэффициент усиления примерно равен:

$$\mu \approx \frac{1}{D} = \frac{1}{0{,}0025} = 400.$$

У современных лучевых тетродов μ бывает порядка сотен. Внутреннее сопротивление имеет величину от десятков до сотен килоом. Крутизна получается такого же порядка, как и в других лампах, т. е. от единиц миллиампер на вольт для ламп малой и средней мощности до 10—50 *ма/в* для более мощных ламп. Определение параметров из характеристик лучевых тетродов производится так же, как и для пентодов. При переходе от области *II* в область *I* анодных характеристик величины S, R_i и μ лучевого тетрода резко уменьшаются.

Как и для обычных тетродов, можно рассматривать у лучевых тетродов параметры триодной части и параметры при триодном включении [формулы (8-20) — (8-22)].

Междуэлектродные емкости у лучевых тетродов такие же, как у обычных тетродов. Только проходная емкость несколько больше, так как экранирующая сетка у лучевых тетродов не столь густая.

Схема включения лучевого тетрода в усилительный каскад не отличается от схемы усилительного каскада с обычным тетродом (см. рис. 8-13). Напряжение экранирующей сетки лучевого тетрода может быть равно анодному или даже несколько больше (в более

мощных каскадах). В последнем случае не следует выключать анодное напряжение или размыкать анодную цепь, оставляя полное напряжение на экранирующей сетке, так как произойдет резкое возрастание тока экранирующей сетки и она может перегреться.

В мощных каскадах усиления низкой частоты лучевые тетроды с успехом заменяют пентоды. Но нельзя считать, что пентоды являются устаревшими лампами. Лучевые тетроды по сравнению с пентодами имеют несколько лучшие характеристики и меньший ток экранирующей сетки. Но их изготовление сложнее, так как требуется очень точный монтаж сеток, и хотя они не имеют защитной сетки, но зато в них должны быть установлены экраны. Вследствие того, что при малых анодных токах в лучевых тетродах возникает динатронный эффект, эти лампы не изготовляют на малые мощности. Отсутствие защитной сетки делает лучевые тетроды менее универсальными, так как эта сетка у пентодов иногда используется в качестве второй управляющей сетки. Кроме того, подавая на нее то или иное постоянное напряжение, можно изменять режим работы пентода. Наконец, у пентодов более высокий коэффициент усиления и меньшая проходная емкость.

В последние годы для получения улучшенных характеристик стали выпускать *лучевые пентоды*. У них сетки подобны сеткам лучевого тетрода, и электроны летят к аноду лучами через просветы защитной сетки. Электронные облачка образуются против просветов защитной сетки, а не за ее витками. Кроме того, у лучевых пентодов ток экранирующей сетки значительно меньше, чем у обычных пентодов.

8-12. РАБОЧИЙ РЕЖИМ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

Все, что было сказано о рабочих характеристиках и рабочих параметрах триодов, остается в силе для тетродов и пентодов. Графоаналитический расчет режима нагрузки тетродов и пентодов делают, как правило, с помощью анодных характеристик, так как рабочую характеристику в семействе анодно-сеточных характеристик построить трудно.

Для получения максимальной полезной мощности и наименьших нелинейных искажений сопротивление нагрузки R_a у тетродов и пентодов должно быть значительно меньше их внутреннего сопротивления R_i. Необходимость этого показана на рис. 8-27, на котором изображены рабочие характеристики пентода для различных сопротивлений нагрузки: R_{a1}, R_{a2} и R_a. На каждой характеристике указаны рабочая точка (T_1, T_2 и T), соответствующая сеточному смещению $E_{c1} = -4$ *в*, и рабочий участок ($A_1Б_1$, $A_2Б_2$ и $AБ$), соответствующий переменному напряжению сетки с амплитудой 4 *в*.

Сопротивление нагрузки R_{a1} большое, одного порядка с величиной R_i пентода. Для этого случая рабочий участок $A_1Б_1$ получается сравнительно небольшим, так как он частично попадает в область *I* статических характеристик. Следовательно, малы амплитуды первых гармоник переменных составляющих анодного тока и напряжения на нагрузочном резисторе (I_{ma} и U_{mR}). Усиление по напряжению получается недостаточным и полезная мощность также мала. Для сопротивления R_{a1} треугольник полезной мощности имеет малые размеры, что и свидетельствует о малой мощности. В данном режиме получаются большие нелинейные искажения. Действительно, верхняя

часть рабочего участка T_1A_1 значительно меньше нижней части $T_1Б_1$. Поэтому положительная и отрицательная полуволны переменных составляющих анодного тока и анодного напряжения получаются резко неодинаковыми.

Если взять сопротивление нагрузки слишком малым ($R_{а2}$), то длина рабочего участка $A_2Б_2$ возрастет. Амплитуда переменного анодного тока будет большой, но амплитуда переменного напряжения на выходе опять невелика из-за того, что рабочая характеристика проходит очень круто. Полезная мощность стала большей (площадь

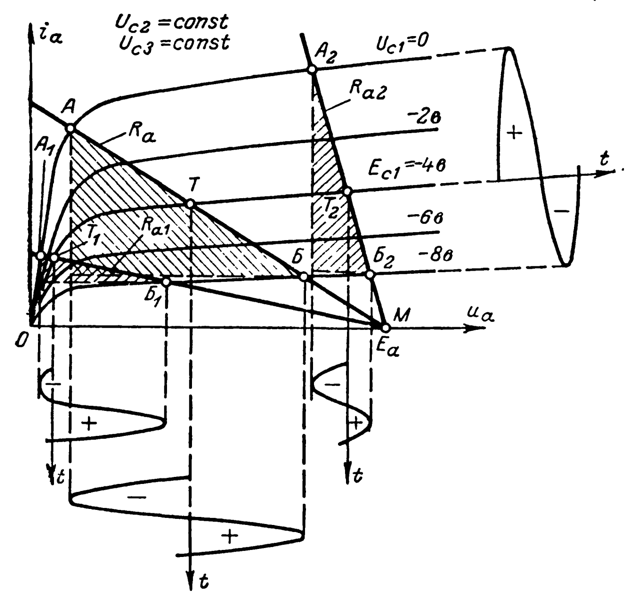


Рис. 8-27. Графическое представление усиления колебаний с помощью пентода при различных сопротивлениях нагрузки.

треугольника увеличилась), но она не является максимально возможной. Кроме того, опять получаются нелинейные искажения, но теперь верхняя часть T_2A_2 рабочего участка больше, нежели нижняя часть $T_2Б_2$.

Можно подобрать наивыгоднейшее (оптимальное) сопротивление $R_а$, при котором рабочая точка делит рабочий участок пополам, и тогда нелинейные искажения станут наименьшими. Такому значению $R_а$ соответствует средняя рабочая характеристика на рис. 8-27. Для нее отрезки TA и $TБ$ равны. Переменная составляющая анодного тока имеет обе полуволны одинаковой амплитуды, лишь немного меньшей, чем при сопротивлении $R_{а2}$. Зато величина U_{mR} значительно больше, чем в предыдущих случаях. Возросла и полезная мощность. Об этом свидетельствует увеличенная площадь треугольника мощности. Практически полезная мощность соответствует такому значению $R_а$, которое дает и минимальные нелинейные искажения.

Так как оптимальная рабочая характеристика для сопротивления R_a идет гораздо круче, нежели статические характеристики, то ясно, что R_a значительно меньше R_i. Для большинства пентодов и лучевых тетродов нагрузочное сопротивление имеет значение

$$R_a = (0{,}05 \div 0{,}2)\, R_i, \text{ т. е. } \alpha = 0{,}05 \div 0{,}2. \qquad (8\text{-}46)$$

В среднем считают, что R_a должно быть порядка 0,1 R_i. Напомним, что для триода наивыгоднейшее R_a выбирается порядка $(1 \div 2)R_i$ для получения наибольшей полезной мощности или порядка $(2 \div 4)R_i$ для усиления напряжения, причем необязательно его брать строго определенной величины. А для пентодов и лучевых тетродов существует определенное наивыгоднейшее сопротивление R_a. При отклонении от этой величины R_a полезная мощность уменьшается, хотя и не резко, и возрастают нелинейные искажения. Графики на рис. 8-28 показывают зависимость полезной мощности $P_{вых}$ и коэффициента гармоник $k_г$ от коэффициента нагрузки α, равного отношению R_a/R_i.

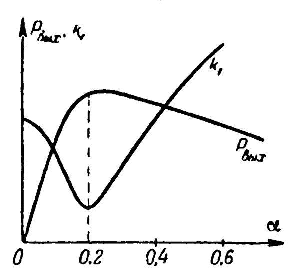


Рис. 8-28. Зависимость полезной мощности и коэффициента гармоник от коэффициента нагрузки пентода.

Наивыгоднейшее положение рабочей характеристики практически определяют, как и для триодов, подбором положения линейки, вращаемой вокруг точки M, в которой $u_a = E_a$ (см. рис. 8-27). Надо установить линейку так, чтобы статические характеристики, соответствующие выбранным смещению и концам рабочего участка, отсекали на линейке равные отрезки TA и $TБ$. После этого находят значение R_a

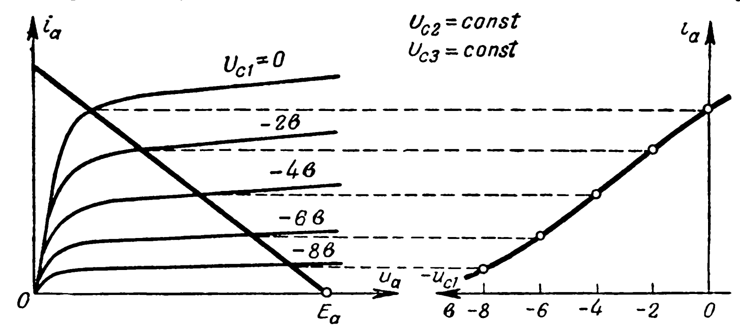


Рис. 8-29. Перенос рабочей характеристики из одной системы координат в другую.

путем деления E_a на ток, соответствующий точке пересечения рабочей характеристики с осью ординат.

Если сопротивление нагрузки R_a имеет значительную величину только для переменной составляющей, а для постоянного тока оно очень мало (случай усилителя с трансформатором или резонансным контуром), то рабочие характеристики для различных R_a пересекаются

в рабочей точке T, а не в точке M. Для определения наивыгоднейшего режима в данном случае линейку надо вращать вокруг точки T до положения, при котором обе половины рабочего участка будут одинаковы.

Иногда расчеты необходимо делать с помощью анодно-сеточной рабочей характеристики. Для пентодов и лучевых тетродов ее следует строить переносом анодной рабочей характеристики в систему координат $i_а$, $u_{с1}$ (рис. 8-29).

Рабочие параметры для тетродов и пентодов определяются по обычным формулам, как и для триодов:

$$S_д = \frac{SR_i}{R_а + R_i}, \quad \text{или} \quad S_д = \frac{S}{1+\alpha};$$

$$K = \mu_д = \frac{\mu R_а}{R_i + R_а}, \text{ или } K = \frac{\mu\alpha}{1+\alpha}, \text{ или } K = S_д R_а.$$

Если учесть, что для тетродов и пентодов можно пренебречь величиной $R_а$ по сравнению с R_i, то получаем:

$$S_д \approx S \quad \text{и} \quad K \approx SR_а. \qquad (8\text{-}47)$$

Таким образом, для пентодов и тетродов рабочая крутизна мало отличается от статической крутизны. Коэффициент усиления каскада приближенно пропорционален крутизне. Чем выше крутизна пентода или тетрода, тем большее усиление можно получить. Формула (8-47) дает несколько завышенное значение для K, но она широко применяется для расчетов. Следует помнить, что она пригодна при условии $R_а \ll R_i$. Для триодов, у которых $R_а$ одного порядка с R_i, этой формулой пользоваться нельзя. В формуле (8-47) удобно S выражать, как обычно, в миллиамперах на вольт, а $R_а$ — в килоомах. Например, если $S = 2$ *ма/в* и $R_а = 100$ *ком*, то $K \approx 2 \cdot 100 = 200$.

8-13. ЛАМПЫ ПЕРЕМЕННОЙ КРУТИЗНЫ

Большое усиление, даваемое пентодами в каскадах усиления высокой частоты приемников, полезно при приеме слабых сигналов, а для приема сильных сигналов при большом усилении создаются значительные нелинейные искажения.

Для удобной регулировки усиления в зависимости от силы принимаемых сигналов некоторые пентоды, предназначенные для усиления высокой частоты в приемниках, делают со специальной формой характеристики по рис. 8-30, *а*. У нее нижний изгиб сильно удлинен. Эти лампы называют лампами переменной крутизны или с удлиненной характеристикой [1].

Подобная характеристика достигается тем, что управляющую сетку делают с переменной густотой. Обычно небольшой участок посредине сетки редкий, остальная часть — густая (рис. 8-30, *б*).

Тогда при больших отрицательных смещениях на сетке лампа на участках густой сетки запирается и работает только на участке редкой сетки. Для этого участка характеристика показана на рис. 8-30, *а* кривой *1*. Она имеет малую крутизну, но большое напряжение запирания. Анодный ток невелик, так как он создается небольшой частью

[1] За рубежом их называют лампами типа «варимю».

поверхности катода. Вследствие малого значения крутизны коэффициент усиления каскада $K = SR_а$ также будет мал.

При небольших отрицательных напряжениях сетки работают все ее участки. Средний участок играет уже второстепенную роль, а главное влияние на анодный ток оказывают участки густой сетки. Для этих участков характеристика выражается кривой 2, имеющей значительную крутизну, но небольшое напряжение запирания. Большая крутизна обеспечивает высокий коэффициент усиления каскада. Анодный ток для кривой 2 получается большим, так как он создается большей частью поверхности катода. Характеристика всей лампы (жирная линия на рис. 8-30, *а*) построена сложением токов, определяемых кривыми *1* и *2*.

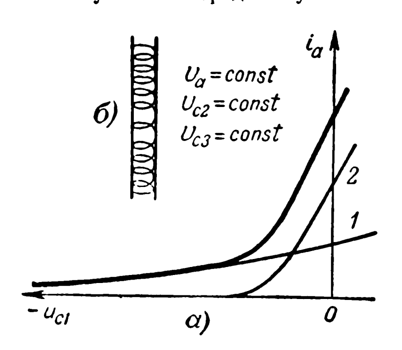


Рис. 8-30. Характеристика (*а*) и принцип устройства сетки (*б*) лампы переменной крутизны.

Для приема слабых сигналов рабочая точка устанавливается на крутом участке характеристики (точка T_1 на рис. 8-31), а для сильных сигналов отрицательное сеточное смещение увеличивается и рабочая точка располагается на участке с малой крутизной (T_2). Колебания анодного

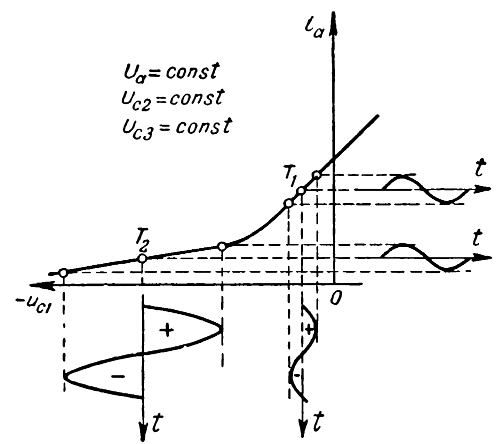


Рис. 8-31. Получение различных усилений при помощи лампы переменной крутизны.

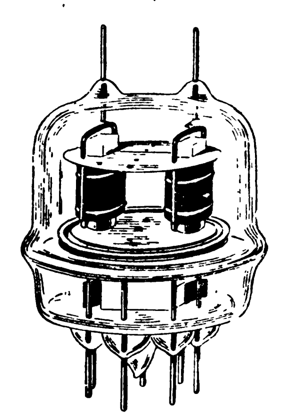
тока в обоих случаях получаются примерно одинаковыми. Таким образом, при применении ламп переменной крутизны можно принимать сигналы различной амплитуды примерно с одной и той же громкостью, а также предотвратить искажения от перегрузки приемника слишком сильными сигналами.

Установка нужной рабочей точки производится в приемниках автоматически. Более сильные сигналы после детектирования (выпрямления) создают постоянное напряжение, которое подается в качестве сеточного смещения на лампы переменной крутизны и сдвигает рабочую точку на участок характеристики с малой крутизной. Подобная система называется автоматической регулировкой усиления (АРУ) * и широко применяется в современных радиоприемниках.

8-14. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

Тетроды обычного типа (нелучевые) в качестве приемно-усилительных ламп не используются. Исключение составляет импульсный тетрод 6Э5П-И (буква Э принята для обозначения приемно-усилительных тетродов). В числе мощных модуляторных ламп для импульсной работы имеются тетроды ГМИ-83, ГМИ-89 и ГМИ-90. Мощными генераторными тетродами являются лампы ГУ-27А, ГУ-27Б и др.

Лучевые тетроды применяются для выходных каскадов усилителей низкой частоты, генераторов и передатчиков. Маломощные лучевые тетроды не выпускаются, так как при малых анодных токах в них не устраняется динатронный эффект (см. § 8-12). Наибольшее распространение в усилителях низкой частоты получили лучевые тетроды с катодом прямого накала 2П1П, 2П2П и с катодом косвенного накала 6П3С, 6П6С, 6П1П. Буква П обозначает пентоды и лучевые тетроды, предназначенные главным образом для выходных каскадов усилителей низкой частоты. Эта же буква иногда используется для обозначения генераторных лучевых тетродов и пентодов сравнительно небольшой мощности. Перечисленные выше лучевые тетроды часто применяются в генераторах высокой частоты. Специально для работы в импульсном режиме в усилителях строчной развертки телевизоров выпущены лучевые тетроды 6П7С, 6П13С, 6П20С, 6П31С и 6П36С.


Рис. 8-32. Генераторный двойной лучевой тетрод.

Генераторными лампами являются двойные лучевые тетроды ГУ-29, ГУ-32 и ГИ-30. В этих лампах (рис. 8-32) сделан общий вывод от экранирующих сеток обоих тетродов, а для уменьшения вредного влияния индуктивности этого вывода в лампе имеется конденсатор, соединяющий экранирующие сетки с катодом.

Пентоды являются наиболее распространенными лампами. Приемно-усилительные пентоды делятся на маломощные для работы на высоких и низких частотах и более мощные — для усилителей низкой частоты. Эти пентоды нередко используются в генераторах и передатчиках. Большую группу составляют специальные генераторные пентоды.

* Иначе ее называют автоматической регулировкой чувствительности (АРЧ) или автоматической регулировкой громкости (АРГ).

Маломощные пентоды с нормальной характеристикой имеют в обозначении букву Ж (например, 6Ж4П) и букву К в случае удлиненной характеристики (например, 6К8П). Пентоды старых типов имели вывод управляющей сетки на верху баллона, а вывод анода — на цоколе. Это обеспечивало уменьшение проходной емкости, но было неудобно для монтажа, так как для подключения управляющей сетки применяли специальные экранированные проводники. Значительно удобнее современные пентоды, в которых все электроды выведены на цоколь. При этом анод и управляющая сетка, как правило, присоединены к диаметрально противоположным штырькам. Внутри цоколя и в его ключе имеется металлический экран, соединенный с корпусом (рис. 8-33, *а*). Для пальчиковых ламп, которые не имеют ключа,

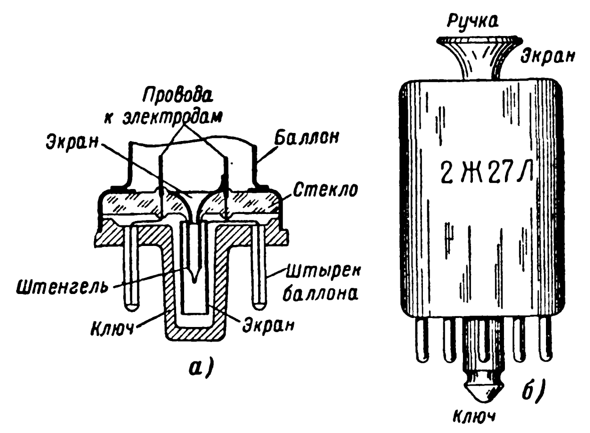


Рис. 8-33. Выводы электродов в одноцокольной лампе (*а*) и внешний вид лампы с замковым цоколем (*б*).

экран находится в среднем отверстии ламповой панели. Применение такого экрана резко снижает проходную емкость.

Наиболее часто используются следующие пентоды.

Сверхминиатюрные: с катодом прямого накала — 06Ж6Б, 1Ж17Б, 1Ж18Б, 1Ж24Б, 1Ж29Б, 1Ж30Б, 1К1Б, 2Ж14Б, 2Ж15Б; с катодом косвенного накала — 6Ж1Б, 6Ж2Б, 6Ж5Б, 6Ж9Б, 6Ж31Б, 6Ж35Б, 6К1Б, 6К11Б, 6К6А.

Пальчиковые: с катодом прямого накала — 1К1П, 1К2П; с катодом косвенного накала — 6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж3П, 6Ж4П, 6Ж5П, 6Ж9П, 6Ж10П, 6Ж11П, 6Ж32П, 6К1П, 6К4П, 6К8П.

К более старым типам, имеющим еще некоторое применение, относятся следующие пентоды.

Одноцокольные металлические с катодом косвенного накала — 6Ж3, 6Ж4, 6Ж8, 6К3, 6К4.

С замковым цоколем: с катодом прямого накала — 2Ж27Л; с катодом косвенного накала — 4Ж1Л и 12Ж1Л.

«Желуди» с катодом косвенного накала — 6Ж1Ж и 6К1Ж.

Пентоды с замковым цоколем (рис. 8-33, б) имеют стеклянный баллон в металлическом корпусе. Выводы от электродов сделаны

штырьками, впаянными в утолщенное стеклянное основание баллона. Для штырьков в донышке экрана имеются отверстия. Направляющий металлический ключ представляет одно целое с экраном. На ключе сделан замок (канавка). Когда лампа вставляется в гнездо, специальные пружины заскакивают в замок и прочно удерживают лампу. Металлический ключ служит экраном для уменьшения проходной емкости.

Низкочастотные пентоды для выходных каскадов усилителей отличаются тем, что все их электроды выведены на цоколь без особой экранировки, так как небольшая проходная емкость на низких частотах не влияет на работу лампы. К пентодам этого типа относятся следующие: с катодом прямого накала — 06П2Б, 1П2Б, 1П3Б, 1П4Б, 1П5Б, 1П6Б, 1П22Б, 1П24Б, 2П5Б, 2П19Б; с катодом косвенного накала — 6П9, 6П14П, 6П15П, 6П18П, 6П25Б.

Генераторные пентоды. Для небольшой мощности используются пентоды с катодом прямого накала 1П22Б, 2П5Б, 2П19Б, 2П29Л, 2П29П, 4П1Л и др. Для передатчиков средней и большой мощности предназначены генераторные пентоды ГУ-15, ГУ-50, ГУ-81.

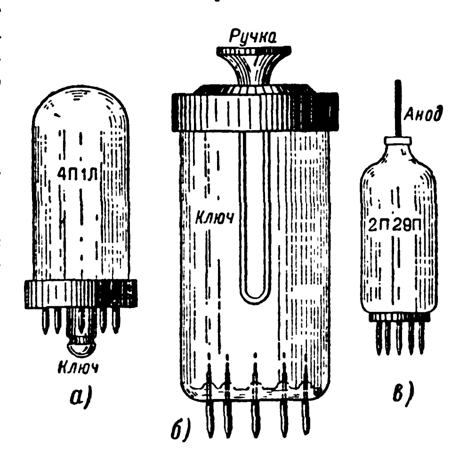


Рис. 8-34. Внешний вид генераторных пентодов 4П1Л (*а*), ГУ-15 или ГУ-50 (*б*) и 2П29П(*в*).

На рис. 8-34 показан внешний вид некоторых генераторных пентодов. Лампы ГУ-15 и ГУ-50 (рис. 8-34, *б*) имеют стеклянный баллон с выводами электродов в виде штырьков, впаянных в донышко баллона. Ключ для правильного включения лампы сделан в виде продольной выпуклости на баллоне. В верхней части баллон снабжен металлической крышкой с ручкой. Некоторые генераторные пентоды имеют вывод от средней точки нити накала. Это позволяет применять для накала разные напряжения в зависимости от включения половинок нити последовательно или параллельно. У всех генераторных пентодов сделан вывод защитной сетки, так как в телеграфных передатчиках иногда на эту сетку подают положительное напряжение для увеличения полезной мощности, а в телефонных передатчиках ее используют для модуляции.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ЧАСТОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ, КОМБИНИРОВАННЫЕ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЛАМПЫ

9-1. ПРИНЦИП ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

В радиоэлектронной аппаратуре нередко с помощью электронных ламп совершается преобразование частоты электрических колебаний. Особенно важен этот процесс в радиоприемных устройствах. Строго говоря, преобразованием частоты является любое изменение ее. Например, при выпрямлении переменный ток с частотой f превращается в постоянный ток, у которого частота равна нулю. В генераторах энергия постоянного тока, имеющего частоту, равную нулю, преобразуется в энергию переменного тока нужной частоты. Но в данной главе преобразование частоты рассматривается только как превращение колебаний одной частоты, не равной нулю, в колебания другой частоты, также не равной нулю.

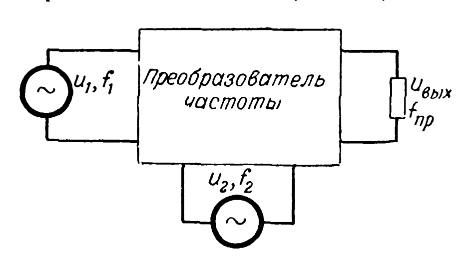


Рис. 9-1. Блок-схема преобразователя частоты.

Преобразователь частоты, показанный на блок-схеме рис. 9-1, представляет собой устройство с нелинейными свойствами. К нему подводятся переменное напряжение u_1 с частотой f_1, которую нужно преобразовать, и напряжение u_2 с частотой f_2 от вспомогательного генератора, называемого **гетеродином**. На выходе преобразователя получается колебание с новой преобразованной частотой $f_{пр}$.

Если бы преобразователь частоты был линейной системой, то в нем произошло бы просто сложение двух колебаний и получились бы **биения**, т. е. сложное колебание, у которого частота менялась бы в некоторых пределах около среднего значения:

$$f_{ср} = \frac{f_1 + f_2}{2},$$

а амплитуда изменялась бы с частотой, равной разности $f_2 - f_1$ (рис. 9-2, *в*). Такие биения не содержат составляющего колебания с новой частотой. Но если биения детектировать (выпрямить), то вследствие нелинейности этого процесса возникнет составляющая с новой

частотой $f_2 - f_1$, которую можно назвать **преобразованной частотой** $f_{пр}$ (рис. 9-2, *г*). Следовательно, для преобразования частоты принципиально необходим нелинейный элемент, например детектор.

Вследствие нелинейности преобразователя частоты на его выходе получается сложное колебание, имеющее составляющие многих частот. Общая формула этих частот

$$f = \pm (mf_1 \pm nf_2), \qquad (9\text{-}1)$$

где m и n — любые целые числа, включая нуль, а знаки «+» и «—» следует брать так, чтобы f была положительной. При $m = n = 0$ получается $f = 0$. Это означает, что на выходе преобразователя частоты имеется постоянная составляющая. Полагая $m = 1$ и $n = 0$ или $m = 0$ и $n = 1$, получим, что составляющие с частотами f_1 и f_2 также имеются в выходном напряжении. Значению $m = n = 1$ соответствуют новые частоты: разностная $f_1 - f_2$ и суммарная $f_1 + f_2$. Одна из них обычно используется в качестве новой преобразованной частоты. Другие значения m и n также соответствуют новым частотам.

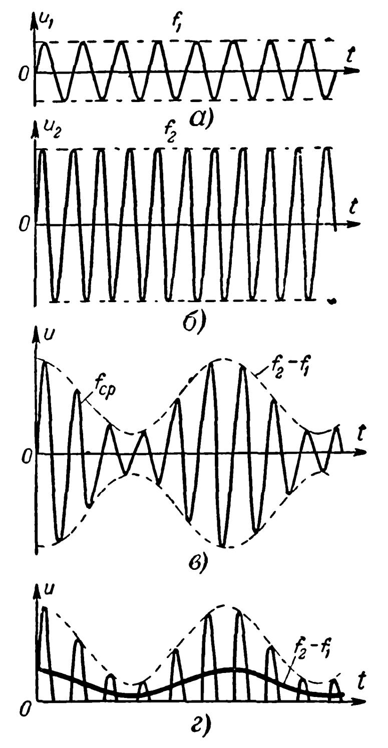


Рис. 9-2. Графики, поясняющие преобразование частоты.

Все эти новые частоты, представляющие собой комбинации частот f_1 и f_2 и их гармоник, называются **комбинационными частотами**. Выбирая подходящую вспомогательную частоту f_2, можно получить любую новую частоту.

Среди новых частот содержатся и гармоники первоначальных колебаний с частотами $2f_1$, $3f_1$,..., и $2f_2$, $3f_2$, ... Но их можно получить проще при нелинейном искажении одного из подводимых напряжений. Наличие двух напряжений для возникновения гармоник необязательно.

Как правило, амплитуды комбинационных колебаний (и гармоник) тем меньше, чем выше значения m и n. Поэтому в большинстве случаев в качестве колебания новой (преобразованной) частоты используют разностную или суммарную частоты. Комбинационные частоты более высокого порядка применяются редко.

В радиоприемных и радиоизмерительных устройствах чаще всего используется разностная частота, причем вспомогательная частота f_2 (частота гетеродина) обычно выше преобразуемой частоты f_1. Такое соотношение между частотами обязательно, если новая частота $f_{пр}$ должна быть выше частоты f_1. Кроме того, если преобразование осуществляется в диапазоне частот, то при $f_2 > f_1$ необходимо меньшее

относительное изменение частоты f_2, что облегчает устройство гетеродина. Например, если f_1 изменяется от 500 до 1 000 *кгц* и нужна новая частота $f_{пр} = 250$ *кгц*, то, выбрав частоту гетеродина f_2 ниже f_1, придется ее изменять от 500—250=250 *кгц* до 1 000—250 = 750 *кгц*, т. е. в 3 раза. Но если $f_2 > f_1$, то частоту f_2 надо изменять от 500 + + 250 = 750 *кгц* до 1 000 + 250 = 1 250 *кгц*, т. е. меньше чем в 2 раза.

В дальнейшем будем подразумевать под новой преобразованной частотой $f_{пр}$ разностную частоту. Ее обычно называют промежуточной частотой. Такое название сложилось исторически потому, что в супергетеродинных радиоприемниках принимаемые колебания высокой частоты f преобразовывались в колебания более низкой частоты $f_{пр}$, а затем с помощью обычного детектора превращались в колебания звуковой частоты F. Частота $f_{пр}$ являлась высокой, но была ниже f и выше F, т. е. являлась промежуточной. В современных приемниках $f_{пр}$ нередко бывает выше частоты приходящих сигналов f. Поэтому термин «промежуточная частота» лучше понимать в том смысле, что каскады усиления колебаний с частотой $f_{пр}$ расположены в схеме приемника между каскадами усиления колебаний с частотой f и каскадами усиления низкой частоты.

9-2. ЛАМПЫ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

Для преобразования частоты применяются любые нелинейные приборы. Например, в приемниках для дециметровых и сантиметровых волн в преобразователях частоты работают вакуумные или полупроводниковые диоды. Триоды используются для преобразования частоты в диапазонах дециметровых и метровых волн.

Преобразование осуществляется следующим образом. К лампе подводят напряжения с частотами f_1 и f_2. Тогда анодный ток лампы пульсирует одновременно с этими частотами. Вследствие нелинейных свойств лампы в анодном токе появляются составляющие с комбинационными частотами. На одну из них, обычно на разностную $f_{пр} = f_2 - f_1$, настроен анодный колебательный контур. Он имеет большое сопротивление только для тока резонансной частоты и на нем получается усиленное напряжение только с частотой $f_{пр}$. Таким образом, контур выделяет колебания промежуточной частоты. Принципиальные схемы преобразования частоты с помощью диода и триода показаны на рис. 9-3.

В схемах преобразователей частоты необходимо устранить нежелательную связь между цепями приходящих сигналов и цепями гетеродина. Обычно в тех и других имеются колебательные контуры. При наличии связи между ними получается влияние одного контура на другой, нарушение правильной их настройки, ухудшение стабильности частоты гетеродина и при отсутствии усилителя высокой частоты паразитное излучение колебаний гетеродина через антенну приемника. Кроме того, сильные приходящие сигналы, например от местной станции, с частотой f_1, проникая в гетеродин, могут заставить его генерировать колебания с той же частотой, несмотря на то, что колебательный контур гетеродина настроен на частоту f_2, равную $f_1 + f_{пр}$. Такое явление, называемое увлечением, или захватыванием, или принудительной синхронизацией гетеродина приходящими сигналами, недопустимо. Ведь, если частоты колебаний сигнала и гетеродина одинаковы, то проме-

жуточная частота равна нулю, т. е. преобразования частоты не получится.

В преобразователе частоты с диодом (рис. 9-3, *а*) устранить связь между цепями сигнала и гетеродина невозможно. Однако в приемниках для сверхвысоких частот это не вызывает неприятностей, так как

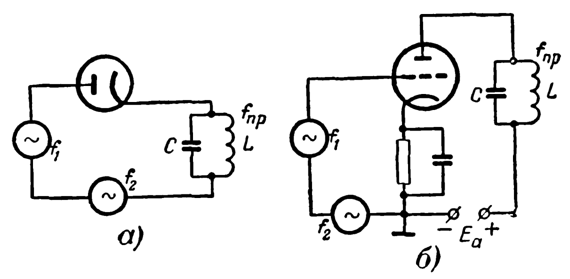


Рис. 9-3. Преобразование частоты с помощью диода (*а*) и с помощью триода (*б*).

они обычно работают на одной частоте или в узком диапазоне и приходящие сигналы, как правило, слабы. Вместе с тем диоды более подходят для приема сверхвысоких частот, так как по сравнению с другими лампами у них меньше собственные шумы и время пролета электронов от катода до анода, определяющее инерционные свойства лампы.

При использовании триода напряжения сигнала и гетеродина подаются в цепь сетки и это приводит к значительной связи между цепями сигнала и гетеродина (рис. 9-3, *б*). Подобный метод преобразования частоты называют **односеточным**. Некоторое уменьшение вредной связи достигается подачей напряжения от гетеродина в цепь катода преобразовательной лампы. Кроме того, применяя лампу с большой крутизной, можно уменьшить ее связь с гетеродином. Это создает возможность применения триодов для преобразования частоты также на коротких и средних волнах. В прошлом, когда триоды имели малую крутизну и требовалась сильная связь с гетеродином, триодные преобразователи на коротких и средних волнах работали плохо. Их применяли только на УКВ, так как у них меньше собственные шумы и время пролета электронов, нежели у ламп с большим числом сеток.

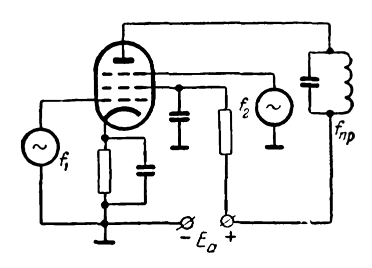


Рис. 9-4. Преобразование частоты с помощью пентода.

Ослабление связи между цепями сигнала и гетеродина было достигнуто при **двухсеточном преобразовании частоты**, которое можно осуществить с пентодом (рис. 9-4). В этом случае сложение колебаний сигнала и гетеродина происходит в электронном потоке внутри лампы вследствие того, что колебания поданы на различные сетки данной лампы. Напряжение сигнала подводится

к управляющей сетке, а напряжение гетеродина — к защитной сетке, которая используется как вторая управляющая. Если напряжение этой сетки остается ниже минимального напряжения анода, то она по-прежнему работает и как защитная сетка. Экранирующая сетка почти полностью устраняет паразитную емкостную связь между цепями сигнала и гетеродина.

Пентоды часто применяются для преобразования частоты на метровых волнах, на коротких и, реже, на средних. Их недостатком является малая крутизна по защитной сетке, вследствие чего приходится подавать значительное напряжение от гетеродина. Иногда пентоды применяются также в схемах односеточных преобразователей.

Общим недостатком применения диодов, триодов и пентодов для преобразования частоты является необходимость в отдельном гетеродине, работающем на триоде или пентоде.

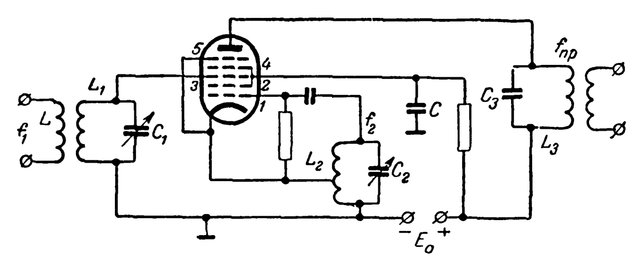


Рис. 9-5. Схема преобразователя частоты с гептодом.

Лампу, в которой осуществляется преобразование частоты, называют с м е с и т е л ь н о й, так как в ней происходят сложение («смешение») и детектирование двух колебаний с различными частотами. Каскад, работающий на этой лампе, называют с м е с и т е л е м. Таким образом, преобразователь частоты состоит из смесителя и гетеродина (иногда в приемниках их называют первым детектором и первым гетеродином), в каждом из которых должна работать своя лампа.

Уже давно были предложены многоэлектродные лампы для преобразования частоты, которые имели две управляющие сетки и работали одновременно в смесителе и гетеродине, т. е. заменяли две лампы. Эти лампы используются в приемниках средних и коротких волн, но на УКВ они работают плохо. В СССР такой частотопреобразовательной лампой является г е п т о д, имеющий пять сеток и называвшийся раньше п е н т а г р и д о м.

Назначение сеток гептода можно рассмотреть на простейшей схеме каскада преобразования частоты (рис. 9-5). Катод вместе с сетками *1* и *2* образует триод, входящий в схему гетеродина. Сетка *1* является управляющей (ее обычно называют г е т е р о д и н н о й сеткой), а сетка *2* играет роль анода триода. Триодную часть гептода называют г е т е р о д и н н о й ч а с т ь ю. Сетка *2* одновременно служит экранирующей сеткой для устранения паразитной емкостной связи между сигнальной и гетеродинной частями лампы. Поскольку экранирующая сетка по переменному току соединена с корпусом через конденсатор большой емкости C, то применяется схема гетеродина с общим анодом. Катушка L_2 контура гетеродина присоединена к катоду, сетке *1* и сетке *2* лампы в трех точках, а анод триодной части

лампы (сетка *2*) заземлен по переменному напряжению [1]. Возможны и другие варианты схемы гетеродина.

Второй управляющей является сетка *3*. На нее подается напряжение приходящих сигналов и ее называют с и г н а л ь н о й. Сетка *4* работает как обычная экранирующая и служит для повышения коэффициента усиления и уменьшения проходной емкости между анодом и сигнальной сеткой. Она соединена с сеткой *2*. И, наконец, сетка *5* — защитная сетка для устранения динатронного эффекта. Таким образом, сигнальная часть гептода является по существу пентодом. А всю лампу можно рассматривать как пентод, в который добавлены еще две сетки *1* и *2*, образующие вместе с катодом триод для работы в гетеродине. При этом сетка, играющая роль анода этого триода, одновременно служит и экранирующей сеткой, разделяющей сигнальную и гетеродинную части лампы.

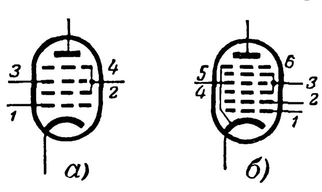


Рис. 9-6. Схематическое изображение гексода (*а*) и октода (*б*).

Для обозначения частотопреобразовательных и смесительных ламп с двойным управлением принята буква А. К гептодам рассмотренного типа относятся лампы с подогревным катодом 6А7, 6А10С, 6А2П и с катодом прямого накала 1А1П и 1А2П.

Рис. 9-7. Принцип устройства электродов гептода (O_1 и O_2 — первое и второе электронные облачка).

Гептоды-преобразователи могут работать и как смесительные лампы. Тогда в гетеродине применяется отдельная лампа и колебания от него подаются на гетеродинную сетку гептода. За рубежом в качестве смесительной лампы иногда используется г е к с о д, имеющий четыре сетки (рис. 9-6, *а*). У него управляющими являются сетки *1* и *3*, а сетки *2* и *4* — экранирующими. В некоторых странах для преобразования частоты применяется также октод (рис. 9-6, *б*), имеющий шесть сеток. Сетки *1* и *2* вместе с катодом составляют триодную (гетеродинную) часть; сетки *3* и *5* — экранирующие, сетка *4* — *сигнальная* и сетка *6* — *защитная*, соединенная с катодом внутри лампы.

На рис. 9-7 изображена цилиндрическая система электродов гептода 6А7 и траектории электронов в ней. Особенностью этой конструкции являются специальные собирающие пластины, соединенные с сеткой c_2. На них попадают электроны, не пролетающие через сетку c_3 вследствие того, что ее напряжение отрицательно или равно нулю. Такие электроны образуют между сетками c_2 и c_3 второе электронное

---

[1] Строго говоря, поскольку контур гетеродина включен в цепь катодного тока, то роль анода триодной части гептода играют совместно все электроды с положительным потенциалом, т. е. сетки *2* и *4* и анод гептода.

облачко, изменяющее свою плотность и свой объем при изменении напряжения сигнальной сетки. Однако это мало влияет на режим гетеродина, так как сетка c_2 и собирающие пластины экранируют гетеродинную часть лампы от сигнальной. В результате гетеродин работает более стабильно.

Поскольку анодным током гетеродина является полный катодный ток гептода, гетеродинная часть лампы имеет довольно большую крутизну, порядка нескольких миллиампер на вольт. Это способствует устойчивой генерации колебаний в гетеродине даже на более коротких волнах. Повышение стабильности гетеродина получается также за счет малой зависимости катодного тока от напряжения сигнальной сетки. Последнее объясняется тем, что при изменении напряжения сетки c_3 происходит перераспределение общего катодного тока между анодом гептода и сеткой c_2. Например, если это напряжение изменяется в положительную сторону, то второе электронное облачко рассасывается и больше электронов летит от него к аноду, т. е. ток анода возрастает. Но зато соответственно меньше электронов из этого облачка возвращается на сетку *2* и ее ток уменьшается. Общий катодный ток при этом остается почти неизменным.

Достоинством гептодов этого типа является также наличие защитной сетки, благодаря которой увеличивается внутреннее сопротивление лампы. А при большом R_i можно применять в анодной цепи контуры с большим резонансным сопротивлением и получать более высокое усиление.

Но все же при работе гептодов на волнах короче 20 *м* стабильность частоты гетеродина недостаточна и приходится применять гетеродин с отдельной лампой, т. е. использовать гептод только в качестве смесительной, а не преобразовательной лампы. На таких волнах эффективность работы гептодов вообще ухудшается за счет следующего явления. Второе электронное облачко изменяется с частотой гетеродина и вследствие электростатической индукции возбуждает в цепи сигнальной сетки ток с частотой гетеродина, создающий на контуре в цепи этой сетки падение напряжения. При обычном соотношении частот $f_г > f_с$ такое напряжение с частотой $f_г$, возникающее на сигнальной сетке, оказывается в противофазе с напряжением гетеродинной сетки. Эффективность влияния гетеродинного напряжения снижается, и поэтому на более коротких волнах лучшие результаты дают пентоды и триоды в схеме односеточного преобразования.

9-3. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ЧАСТОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ЛАМП

Все многосеточные частотопреобразовательные лампы имеют экранирующую сетку и подобны пентодам или тетродам, в которые добавлены еще сетки, образующие триодную (гетеродинную) часть. По своим характеристикам и параметрам эти лампы аналогичны пентодам и тетродам, а по характеристикам и параметрам триодной части — обычным триодам. Вместе с тем частотопреобразовательные лампы имеют дополнительные характеристики и параметры, обусловленные наличием двух управляющих сеток, предназначенных для двойного управления анодным током.

На рис. 9-8 показаны два семейства анодно-сеточных характеристик гептода. Они справедливы для любой лампы с двумя управляющими сетками, в частности для пентода, у которого защитная сетка

используется как вторая управляющая. Первое семейство дает зависимость анодного тока от напряжения первой сетки u_{c1} при различных напряжениях сигнальной сетки u_{c3} и постоянных напряжениях всех остальных электродов. Оно представляет собой пучок кривых, выходящих примерно из одной и той же точки. Это объясняется тем, что запирающее напряжение первой сетки приближенно зависит только от напряжения экранирующей сетки:

$$U_{c1зап} \approx -D_1 U_{c2}, \qquad (9\text{-}2)$$

где D_1 — проницаемость первой сетки.

Характеристики показывают, что ток анода растет при изменении в положительную сторону напряжений обеих сеток. Крутизна по первой сетке $S_1 = \dfrac{\Delta i_a}{\Delta u_{c1}}$ тем больше, чем выше напряжение сетки c_3. Однако рост анодного тока и крутизны S_1 замедляется при приближении

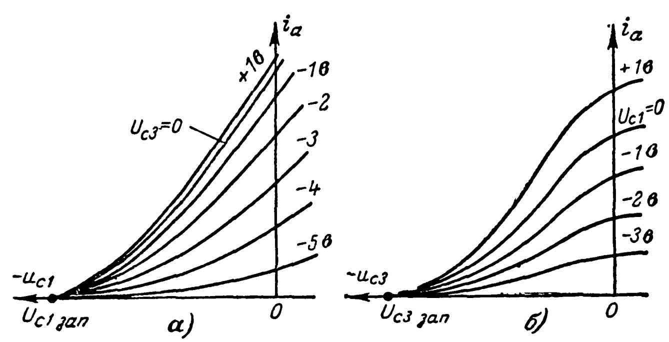


Рис. 9-8. Семейства анодно-сеточных характеристик гептода.

напряжения u_{c3} к нулю и практически прекращается, когда это напряжение становится положительным. Это объясняется различием в управлении анодным током сетками c_1 и c_3.

Если напряжение u_{c1} изменяется в положительную сторону, то понижается потенциальный барьер у катода и все бо́льшее количество электронов уходит из первого электронного облачка, находящегося около катода. Соответственно растут катодный ток, анодный ток и ток экранирующей сетки, т. е. сетка c_1 действует как обычная управляющая сетка. Сетка c_3 действует на второе электронное облачко между c_2 и c_3 при условии, что напряжение u_{c3} отрицательно. Это облачко играет роль катода для смесительной (пентодной) части гептода.

При изменении напряжения u_{c3} перераспределение общего катодного тока между анодом и сеткой c_2, рассмотренное выше, практически прекращается, если $u_{c3} \geqslant 0$, так как второе электронное облачко почти полностью рассасывается. Поэтому изменение положительного напряжения на сетке c_3 уже почти не увеличивает анодный ток.

Семейство характеристик на рис. 9-8, б аналогично предыдущему, но в нем напряжения u_{c1} и u_{c3} поменялись ролями. Кривые также выходят примерно из одной точки. Это объясняется тем, что для сетки c_3 катодом является второе электронное облачко и запирающее напря-

жение $U_{с3зап}$ практически определяется только напряжением экранирующей сетки $U_{с4}$:

$$U_{с3\,зап} \approx - D_3 U_{с4}, \qquad (9\text{-}3)$$

где D_3 — проницаемость сетки c_3.

Различие в процессе управления, рассмотренное выше, видно и на данном семействе характеристик. При приближении $u_{с3}$ к нулю и дальнейшем его увеличении анодный ток перестает возрастать. А изменение напряжения $u_{с1}$ в области положительных его значений дает изменение анодного тока и крутизны по третьей сетке $S_3 = \frac{\Delta i_а}{\Delta u_{с3}}$, которая будет тем больше, чем больше напряжение сетки c_1.

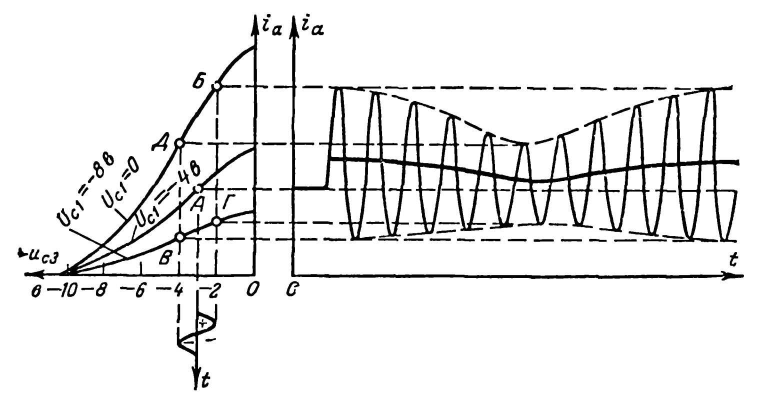


Рис. 9-9. Графическое представление процесса двухсеточного преобразования частоты.

Таким образом, двухсеточное управление анодным током сводится к тому, что изменение напряжения одной управляющей сетки изменяет крутизну характеристики по другой управляющей сетке. Это изменение крутизны — основного параметра, характеризующего управляющее действие сетки, — под влиянием изменения напряжения другой управляющей сетки создает у лампы нелинейные свойства, необходимые для преобразования частоты.

Процесс преобразования частоты можно пояснить с помощью семейства характеристик гептода (рис. 9-9). Так как анодный колебательный контур настроен на промежуточную частоту и на частотах сигнала и гетеродина имеет малое сопротивление, т. е. для колебаний этих частот лампа практически работает в режиме без нагрузки, то изменения анодного тока определяются из статических характеристик. Для примера взяты следующие напряжения смещения: на сигнальной сетке — минус 3 *в*, на гетеродинной — минус 4 *в*, амплитуды переменных напряжений этих сеток соответственно равны 1 и 4 *в*. Начальная рабочая точка обозначена буквой *А*.

При колебании напряжения $u_{с3}$ ток анода изменяется по характеристике $i_а = f(u_{с3})$ с частотой сигнала, но вследствие изменения напряжения $u_{с1}$ сама характеристика колеблется с частотой гетеродина от одного крайнего положения, соответствующего $u_{с1} = 0$, до другого, при котором $u_{с1} = -8$ *в*.

Так как напряжения u_{c1} и u_{c3} имеют разные частоты, то в одни моменты они совпадают по фазе, а в другие — будут в противофазе. При совпадении фаз положительные полуволны напряжений u_{c1} и u_{c3} дают увеличение анодного тока (точка *Б*), а отрицательные полуволны уменьшают его (точка *В*). Амплитуда у положительной полуволны переменной составляющей анодного тока в этом случае гораздо больше, чем у отрицательной.

Через некоторое время наступает момент, когда фазы напряжений u_{c1} и u_{c3} противоположны. Тогда положительная полуволна напряжения u_{c3} действует одновременно с отрицательной полуволной напряжения u_{c1}, и анодный ток уменьшается до точки *Г*. Аналогично при отрицательной полуволне u_{c3} действует положительная полуволна u_{c1}, и анодный ток возрастает до точки *Д*. На рис. 9-9 справа от характеристик показаны колебания анодного тока между двумя рассмотренными моментами и далее до следующего момента совпадения фаз. В анодном токе получаются биения несимметричной формы и имеется слагающая, пульсирующая с промежуточной частотой $f_{пр}$, равной разности частот напряжений u_{c1} и u_{c3} (жирная линия).

Важнейшим параметром, характеризующим частотопреобразовательные лампы, является крутизна преобразования $S_{пр}$. Она представляет собой отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей промежуточной частоты, полученной в анодном токе ($I_{mа.пр}$), к амплитуде напряжения сигнала ($U_{mс}$):

$$S_{пр} = \frac{I_{m\,а.пр}}{U_{m\,с}}. \qquad (9\text{-}4)$$

При этом напряжения на остальных сетках и аноде постоянны.

Величина $S_{пр}$ растет с увеличением амплитуды напряжения гетеродина. Это видно из рис. 9-9. Если $U_{mг} = 0$, то вместо преобразования частоты происходит просто усиление напряжения сигнала. В этом случае $I_{mа.пр} = 0$ и $S_{пр} = 0$. Чем больше амплитуда $U_{mг}$, тем с большим размахом колеблется характеристика $i_а = f\,(u_{c3})$ и тем больше $I_{mа.пр}$. Кроме того, $S_{пр}$ зависит и от свойств лампы. У разных ламп сетка c_1 различно влияет на крутизну S_3. Чем сильнее это влияние, тем с большей амплитудой качается характеристика лампы и тем выше крутизна преобразования. Вообще же $S_{пр}$ значительно меньше, чем обычная крутизна S_3, и у гептодов составляет десятые доли миллиампера на вольт.

Если сопротивление анодного контура для тока промежуточной частоты $R_а$, то усиленное напряжение этой частоты на контуре равно $U_{mR} = I_{mа.пр}R_а$ и коэффициент усиления частотопреобразовательного каскада K выражается так:

$$K = \frac{U_{mR}}{U_{m\,с}} = \frac{I_{m\,а.пр}R_а}{U_{m\,с}} = S_{пр}R_а. \qquad (9\text{-}5)$$

Практически $R_а$ составляет десятки килоом, и поэтому усиление каскада достигает десятков. Крутизна преобразования не превышает 25% максимального значения крутизны $S_{3макс}$, или 50% значения крутизны в рабочей точке. При этом лампа уже работает частично на нижнем изгибе характеристики. За счет его нелинейности возникают комбинационные колебания высших порядков. Дальнейшее увеличение амплитуды $U_{mг}$, при котором лампа будет работать с токами сетки и с отсечкой анодного тока, несколько увеличивает крутизну пре-

образования, но вместе с тем возрастают амплитуды дополнительных комбинационных колебаний.

Многие частотопреобразовательные лампы имеют удлиненные характеристики для осуществления автоматической регулировки усиления преобразовательного каскада. Но тогда при приеме сильных сигналов, т. е. при смещении рабочей точки на нижние нелинейные участки характеристики, резко возрастают амплитуды комбинационных колебаний, которые могут быть причинами помех в приемнике.

9-4. КОМБИНИРОВАННЫЕ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ЛАМПЫ

В современной аппаратуре широко используются комбинированные лампы, имеющие в одном баллоне две, а иногда три или четыре отдельных системы электродов. Применение таких ламп уменьшает габариты аппаратуры и упрощает монтаж. На схематических изображениях комбинированных ламп для упрощения часто показывают

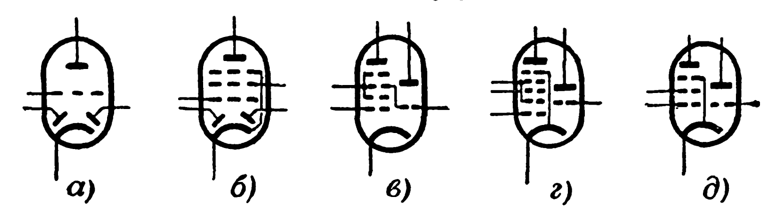


Рис. 9-10. Схематические изображения комбинированных ламп.

только один подогреватель и один катод. Во многих лампах, особенно предназначенных для высоких частот, ставятся экраны, устраняющие паразитную емкостную связь между отдельными системами электродов.

Для комбинированных ламп вторым элементом обозначения, помимо указанных ранее букв Х (двойной диод) и Н (двойной триод), служат буквы: Г — триод с одним или несколькими диодами, Б — пентод с одним или несколькими диодами, Ф — триод-пентод, И — триод-гексод или триод-гептод.

Принципиально возможны самые различные комбинации ламп. Двойные диоды, триоды и тетроды были рассмотрены в предыдущих главах. Триод с диодами представляет собой комбинацию диодов для детектирования и триода для усиления колебаний низкой частоты. Наиболее часто применяются двойные диод-триоды (рис. 9-10, *а*) 6Г1, 6Г2, тройной диод-триод 6Г3П и др.

К пентодам с диодами относятся, например, двойной диод-пентод 6Б8 (рис. 9-10, *б*) и диод-пентоды 1Б1П и 1Б2П. У них диоды служат для детектирования, а пентод — для усиления низкой частоты, реже — для усиления промежуточной частоты или для других целей.

Триод-гексод (рис. 9-10, *в*) и триод-гептод (рис. 9-10, *г*) являются частотопреобразовательными лампами, триод используется в гетеродине, а гексод или гептод служит в качестве смесительной лампы. Достоинством таких ламп является наличие отдельных электронных потоков у гетеродинной и смесительной частей. Это обеспечивает более стабильную работу гетеродина и позволяет получить более высокую

крутизну преобразования. Примером ламп этого типа могут быть триод-гексод 1И2П и триод-гептод 6И1П.

Триод-пентод (рис. 9-10, *д*) имеет разнообразное применение. Триод используется для усиления низкой частоты или в гетеродине частотопреобразовательного каскада, а пентод — в усилителе низкой или промежуточной частоты или в смесителе. Могут быть и другие случаи использования этой лампы. Применение в преобразователе частоты триод-пентода 6Ф1П позволяет получить $S_{пр} = 2$ *ма/в*. В настоящее время промышленность выпускает еще триод-пентоды 6Ф3П, 6Ф4П и 6Ф5П.

Конструктивное выполнение электродов комбинированных ламп бывает различным. Часто встречаются отдельные электродные системы с экраном (рис. 9-11, *а*). В некоторых лампах имеется общий катод, и электронные потоки, идущие от разных частей его поверхности, используются каждый в своей системе электродов (рис. 9-11, *б*). Возможна установка вдоль общего катода электродных систем с разделительными экранами (рис. 9-11, *в*).

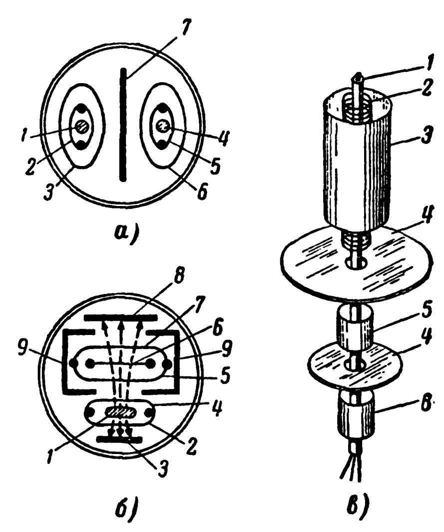


Рис. 9-11. Принцип конструкции некоторых комбинированных ламп.

а — двойной триод (*1* и *4* — катоды; *2* и *5* — сетки; *3* и *6* — аноды, *7* — экран;) *б* — триод-гексод (*1* — катод; *2* и *3* — сетка и анод триода; *4*, *5*, *6*, *7* и *8* — сетки и анод гексода; *9* — экраны); *в* — двойной диод-триод (*1* — катод, *2* и *3* — сетка и анод триода; *5* и *6* — аноды диодов; *4* — экраны).

Заслуживает внимания выпущенная в Западной Европе девятиэлектродная лампа с семью сетками, получившая название э н н о д (а также э н н е о д или н о н н о д). Она предназначена для работы в качестве ограничителя и детектора частотно-модулированных сигналов в приемниках.

9-5. ЭЛЕКТРОННО-СВЕТОВОЙ ИНДИКАТОР

В приемниках и радиоизмерительных приборах применяется э л е к т р о н н о - с в е т о в о й и н д и к а т о р (иначе, электроннолучевой или электронно-оптический индикатор настройки, а также «магический глаз»). Он позволяет осуществлять бесшумную настройку приемника при установке регулятора усиления на нуль и может быть индикатором напряжения в измерительных устройствах.

Электронно-световой индикатор — это комбинированная лампа с двумя системами электродов. Одна из них содержит люминесцирующий экран. По характеру свечения экрана судят о величине напряжения, воздействующего на лампу. На рис. 9-14, *а* дан принцип одного

варианта устройства и схематическое изображение электронно-светового индикатора. В баллоне помещены обычный триод и индикаторная система, состоящая из катода, экрана и управляющего электрода. Катод служит для испускания электронов. Экран *Э* конусообразной формы, иначе называемый кратером и являющийся анодом, покрыт с внутренней стороны люминесцирующим веществом виллемитом

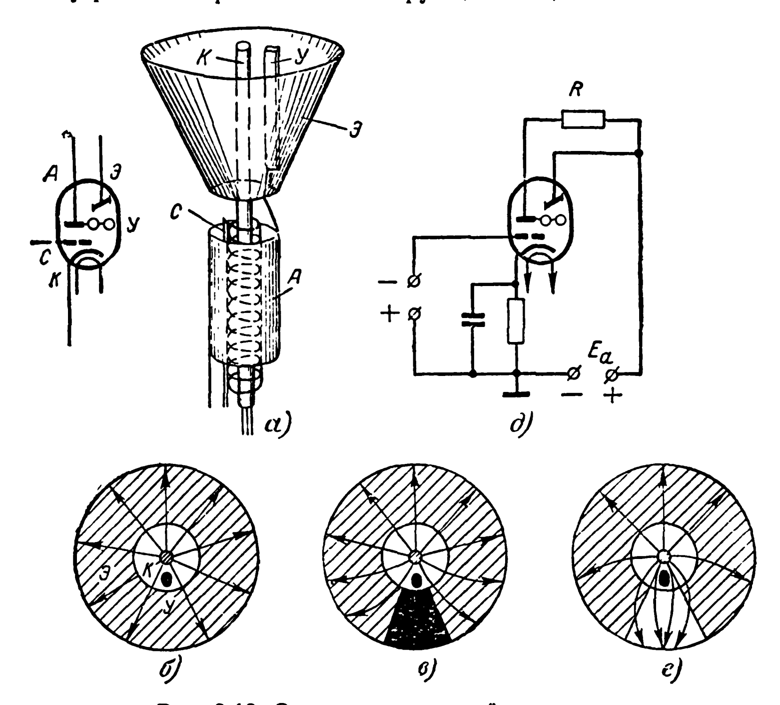


Рис. 9-12. Электронно-световой индикатор.

а — устройство и схематическое изображение; *б*, *в* и *г* — свечение экрана при различных напряжениях на управляющем электроде; *д* — включение индикатора в схему.

(Zn_2SiO_4), которое дает зеленое свечение под ударами электронов. Управляющий электрод *У* в виде тонкого стержня соединен с анодом триода.

Между экраном и катодом имеется ускоряющее поле для электронов, испускаемых катодом. Если потенциал управляющего электрода такой, какой был бы и при отсутствии этого электрода в данной области поля, то управляющий электрод почти не искажает поле. Электроны попадают на всю площадь экрана, которая будет равномерно светиться (рис. 9-12, *б*).

Если понизить напряжение управляющего электрода, то поле изменится и траектории электронов искривятся (рис. 9-12, *в*). На часть экрана электроны не попадут, и этот сектор будет темным. Чем ниже напряжение управляющего электрода, тем сильнее искривляются

траектории электронов и тем больше темный сектор. Если же повышать потенциал управляющего электрода, то можно получить такое искривление *силовых линий поля и электронных траекторий*, что на месте темного сектора будет, наоборот, более ярко светящийся сектор, так как на это место попадет больше электронов, нежели на такие же секторы в остальной части экрана (рис. 9-12, *г*).

Обычный режим индикатора таков, что под действием напряжения, поступающего на сетку, происходит увеличение или уменьшение темного сектора. Одна из схем включения индикатора показана на рис. 9-12, *д*. На сетку триода подается отрицательное постоянное напряжение, например от детектора приемника. Анод триода соединен с экраном через резистор R_a сопротивлением порядка 1—1,5 *Мом*. При отсутствии напряжения сетки анодный ток триода создает на R_a падение напряжения, минус которого подан на управляющий электрод. Его потенциал понижается, и на экране получается темный сектор. Если же на сетку подано отрицательное напряжение, то анодный ток триода и падение напряжения на R_a уменьшаются. Потенциал управляющего электрода возрастает, и это вызывает уменьшение темного сектора. При увеличении отрицательного напряжения сетки темный сектор может исчезнуть и даже превратиться в более яркий сектор, о чем говорилось выше.

Для индикации положительного напряжения на сетку подают начальное отрицательное смещение, создающее темный сектор минимальных размеров. Тогда при подаче положительного напряжения на сетку этот сектор увеличивается. Таким образом, электронно-световой индикатор позволяет определять максимум напряжения, подводимого к сетке. Как правило, в приемнике триод индикатора не входит в основной канал усиления. Поэтому приемник может работать и без индикатора. Встречаются приемники, в которых триод индикатора используется в первом каскаде усиления низкой частоты. Существуют индикаторы с пентодом вместо триода, а также сдвоенные индикаторы с общим экраном. В последних один триод имеет высокий коэффициент усиления, а другой — малый. Тогда одна из индикаторных систем реагирует на малые напряжения, а вторая — на более значительные. Электронно-световой индикатор является высокоомным индикатором напряжения. Работая без сеточных токов, он имеет очень высокое входное сопротивление и практически не шунтирует участок цепи, на котором нужно обнаружить изменение постоянного напряжения. Примером электронно-светового индикатора с триодом являются 6Е5С и 6Е1П.

9-6. НОВЫЕ ТИПЫ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЛАМП

Значительные успехи достигнуты в создании новых типов приемно-усилительных ламп с большой крутизной, а также в повышении их надежности, прочности и долговечности.

Увеличение крутизны достигается уменьшением расстояния сетка—катод до нескольких десятков микрон (см. § 7-10). Но изготовление ламп с малым расстоянием сетка—катод сложно и они недостаточно надежны, так как имеется опасность замыкания сетки с неровной поверхностью оксидного катода. Другим методом является применение катодной сетки, расположенной между управляющей сеткой и катодом и имеющей некоторый положительный потенциал. На рис. 9-13 показана схема включения лампы с катодной сеткой в усилительный ка-

скад. Электроны, испускаемые катодом, ускоряются катодной сеткой, пролетают в ее просветы и создают в непосредственной близости около управляющей сетки второе электронное облачко. В результате управляющая сетка может весьма эффективно управлять электронным потоком, идущим от этого облачка на анод. Несколько десятков лет тому назад, в начале развития электронных ламп, такой принцип позволял получать удовлетворительную работу ламп при низком анодном напряжении. А сейчас при нормальном анодном напряжении оказалось возможным значительно повысить крутизну.

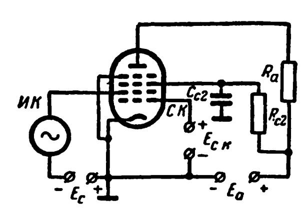


Рис. 9-13. Схема включения лампы с катодной сеткой в усилительный каскад.

Промышленность выпустила лампы с катодной сеткой 6Ж20П, 6Ж21П и 6Ж22П, обладающие соответственно крутизной 17, 15 и 25 *ма/в* при анодном напряжении 150 *в*. Технология производства этих ламп не очень сложна. Расстояние между сеткой и катодом делается порядка 0,25 *мм* и не нужно изготовлять сетку из провода очень малого диаметра. Поэтому лампы с катодной сеткой надежнее в работе, нежели лампы с малым расстоянием сетка—катод. Однако в цепи катодной сетки имеется значительный ток, что является недостатком ламп этого типа. Правда, напряжение катодной сетки небольшое и при питании от сети потребление тока цепью катодной сетки не создает трудностей. У ламп

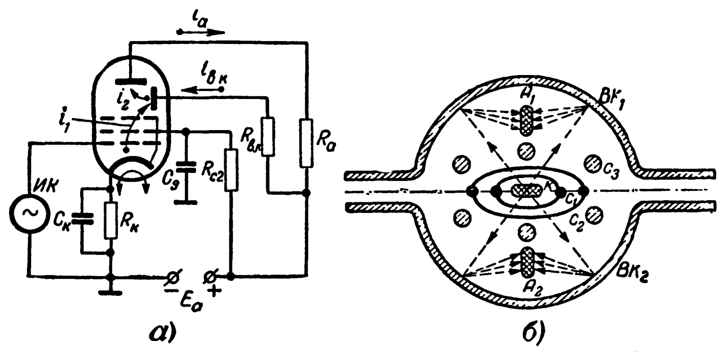


Рис. 9-14. Схема включения лампы с вторичной эмиссией в усилительный каскад (*а*) и принцип устройства ее электродов (*б*).

6Ж21П и 6Ж22П ток катодной сетки составляет соответственно 38 и 65 *ма* при напряжении этой сетки 12 *в*, а у 6Ж20П — 31 *ма* при напряжении катодной сетки 6 *в*.

Значительное повышение крутизны достигнуто в лампах с вторичной эмиссией. Исследования по применению вторичной эмиссии в лампах велись давно, но долго не удавалось сконструировать такие лампы, работающие устойчиво и создающие не слишком большие собственные шумы. Причина этих шумов — неравномерность процесса вторичной эмиссии. В последнее время найдены новые сплавы тяжелых металлов с легкими, например меди с бериллием, меди с алюминием

и др., которые дают высокую и устойчивую вторичную эмиссию. При их использовании шумы снижаются, хотя они все же несколько больше, чем в обычных лампах.

Лампы с вторичной эмиссией имеют дополнительный электрод — вторично-электронный катод (динод). На него подается положительный потенциал, меньший, чем на анод. Включение такой лампы в усилительный каскад показано на рис. 9-14, *а*. Первичные электроны, летящие с катода, ударяют во вторично-электронный катод и выбивают из него вторичные электроны, которые летят к аноду, имеющему более высокий положительный потенциал. Поток вторичных электронов в несколько раз больше, чем поток первичных электронов. Именно поэтому крутизна лампы получается высокой. Например, лампа с вторичной эмиссией типа 6В1П имеет крутизну 28 *ма/в*. На рис. 9-14, *б* показан принцип устройства подобной лампы. Катод, управляющая сетка и экранирующая сетка — обычные. Вторично-электронный катод в виде двух полуцилиндров BK_1 и BK_2 и анод из двух стержней A_1 и A_2 расположены так, что вторичные электроны, испускаемые вторично-электронным катодом, направляются на анод. Траектории первичных и вторичных электронов показаны штриховыми линиями. Чтобы первичные электроны летели на нужную часть поверхности вторично-электронного катода, в лампе имеются стержни, соединенные с катодом, т. е. имеющие нулевой потенциал и играющие роль защитной сетки (c_3). Благодаря им создается лучевой принцип работы. Потоки первичных электронов направляются к вторично-электронному катоду в виде пучков, имеющих форму секторов и расположенных между стержнями c_3.

Ток вторично-электронного катода незначительно меньше анодного тока и во внешней части цепи имеет направление, обратное последнему. Действительно, поток вторичных электронов i_2 в несколько раз больше потока первичных электронов i_1. Ток анода i_a равен току i_2, а ток вторично-электронного катода $i_{в.к}$ представляет собой разность токов $i_2 - i_1$. Крутизна лампы по току вторично-электронного катода обычно незначительно меньше, чем крутизна по анодному току, и у лампы 6В1П составляет 21 *ма/в*. Электроны анодного тока движутся по проводнику внешней части анодной цепи от анода, а электроны тока вторично-электронного катода во внешней цепи движутся по направлению к вторично-электронному катоду, так как внутри лампы от этого катода уходит больше вторичных электронов, чем приходит к нему первичных. Эти направления движения электронов токов i_a и $i_{в.к}$ показаны стрелками на рис. 9-14, *а*.

При подаче на сетку переменного напряжения вследствие противоположности направлений токов анода и вторично-электронного катода на нагрузочных резисторах, включенных в цепи этих электродов, получаются усиленные переменные напряжения, находящиеся в противофазе. Такие напряжения удобно использовать в некоторых усилительных схемах. Чтобы эти напряжения были одинаковыми по амплитуде, R_a и $R_{в.к}$ должны быть в первом приближении обратно пропорциональны значениям крутизны по вторично-электронному катоду и по аноду.

Обычный каскад усиления переворачивает фазу напряжения. А в цепи вторично-электронного катода получается усиленное напряжение, совпадающее по фазе с переменным напряжением сетки. Это свойство позволяет весьма просто осуществить положительную обратную связь между цепями вторично-электронного катода и управляющей сетки для генерации колебаний различной формы, увели

чения усиления, уменьшения ширины полосы частот пропускаемых колебаний и других целей.

Помимо 6В1П выпущены еще лампы с вторичной эмиссией 6В2П и 6В3С, причем в 6В3С имеется два каскада вторично-электронного умножения.

Объединение в одной лампе различных способов повышения крутизны, т. е. уменьшения расстояния сетка — катод, введения катодной сетки и применения вторичной эмиссии или двух из этих трех принципов дает возможность сконструировать лампы с крутизной порядка сотен миллиампер на вольт. Опытные образцы таких ламп уже созданы.

В последние годы изготовляются лампы, в которых вместо обычных сеток применяются стержневые электроды. Схематически разрез стержневого пентода изображен на рис. 9-15. По бокам от катода прямого накала *К* располагаются стержневые электроды c_1, играющие роль управляющей сетки. Отрицательное напряжение этих электродов создает поле, под действием которого получаются два электронных пучка, расходящихся от катода в противоположных направлениях. Стержневые электроды c_2 являются экранирующей сеткой и имеют положительное напряжение. Электроны под действием этих электродов ускоряются. Далее размещаются стержневые электроды c_3, играющие роль защитной сетки, а затем анод *А*. Стержни *Э* являются экранами для уменьшения влияния внешних электрических полей. Поле анода ускоряет электроны, а электроды c_3 способствуют фокусировке электронного пучка. Управление анодным током осуществляется изменением напряжения на электродах c_1. Это напряжение, как обычно, влияет на высоту потенциального барьера у катода. Характеристики ламп стержневого типа аналогичны характеристикам ламп с обычными сетками.

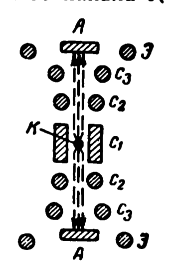


Рис. 9-15. Принцип устройства стержневого пентода.

По сравнению с обычными лампами стержневые лампы могут работать при меньшей мощности накала, меньшей затрате энергии анодного источника и имеют меньшие междуэлектродные емкости. Они обладают большой механической прочностью, устойчивостью и надежностью в работе. Достоинством стержневых ламп является уменьшенная величина тока экранирующей сетки. Но они имеют и существенный недостаток — сравнительно малую крутизну. Промышленностью выпускаются в миниатюрном оформлении стержневые пентоды 1Ж17Б, 1Ж18Б, 1Ж24Б, 1Ж29Б, 1П5Б, 1П22Б, 1П24Б и ряд других.

Новым типом миниатюрных приемно-усилительных ламп являются лампы со штампованными рамочными сетками. У них каждая сетка представляет собой большое количество тонких проволочек, натянутых параллельно друг другу в отверстии рамки, штампованной из листового металла. Такие рамочные сетки устанавливаются парами симметрично относительно подогревного катода, имеющего плоские эмиттирующие поверхности. Например, пентод имеет по три сетки с каждой стороны катода. Анод делается в виде двух пластинок. На рис. 9-16 показан принцип устройства лампы со штампованными рамочными сетками. Для упрощения изображены электроды с одной стороны катода. Изготовляются также лампы, у которых только управляющая сетка штампованная рамочная, а остальные сетки и

анод имеют стержневую конструкцию. Эти лампы, как и стержневые, более прочны, устойчивы и надежны, нежели обычные.

В последнее время выпущены новые сверхминиатюрные приемно-усилительные металлокерамические лампы, имеющие в конце обозначения букву Н («нувисторы»). Это триоды 6С51Н, 6С52Н, 6С53Н и тетрод 6Э12Н. Все они имеют подогревный катод, рассчитанный на ток накала 0,13 *а*. Крутизна у этих ламп порядка 10—13 *ма/в*. Триоды 6С51Н и 6С52Н предназначены для генерирования, усиления и преобразования частоты. Они имеют миниатюрный металлический баллон высотой 15 *мм* и диаметром около 9 *мм*. Для ламп этого типа характерен малый уровень шумов. Триод 6С53Н имеет еще меньшие размеры и конструкция выводов у него приспособлена для соединения с коаксиальными контурами. Этот триод может применяться для усиления, генерирования, умножения и преобразования частоты в диапазонах метровых и дециметровых волн. Тетрод 6Э12Н служит для усиления и генерирования колебаний высокой частоты. Новые лампы экономичны в потреблении энергии от источников питания. Важно также то, что они могут работать при пониженном анодном напряжении. Например, триод 6С51Н при $u_а = 27$ *в* имеет $S = 10$ *ма/в*, а при нормальном анодном напряжении 75 *в* крутизна составляет 11 *ма/в*. Лампы этого типа допустимо применять при температурах окружающей среды до 200° С.

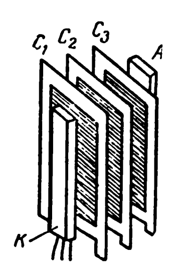


Рис. 9-16. Принцип устройства ламп с рамочными штампованными сетками.

9-7. СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

У электронных ламп наблюдаются флуктуации, т. е. небольшие беспорядочные изменения токов всех электродов. Эти флуктуации являются помехой и ограничивают увеличение чувствительности радиоприемников и других радиоэлектронных устройств, служащих для обнаруживания, усиления и измерения слабых электрических сигналов. Так как при слуховом приеме флуктуации проявляются в виде шороха, то их назвали шумами. Это название сохраняют и для случаев, когда сигналы не преобразуются в звуковые колебания.

Имеется несколько причин собственных шумов ламп. Одна из них — флуктуация термоэлектронной эмиссии катода рассмотрена в § 3-7. Кроме того, большую роль играют флуктуации вторичной электронной эмиссии с различных электродов лампы, беспорядочное тепловое движение электронов в объемном заряде, такое же движение ионов, появляющихся вследствие несовершенства вакуума, а также флуктуации процесса токораспределения. Поскольку шумы имеют причиной беспорядочные тепловые движения, то с повышением температуры они усиливаются. Все величины, характеризующие шумовые свойства ламп, принято определять при комнатной температуре.

Анодный ток лампы, помимо постоянной составляющей, всегда имеет шумовую переменную составляющую. Теоретически и экспериментально доказано, что шумовой ток представляет собой сумму переменных синусоидальных составляющих с одинаковыми амплитудами и всеми возможными частотами от нуля до сверхвысоких

частот. Но любой усилитель (или другое устройство) пропускает колебания только в определенном диапазоне частот. Поэтому на выходе усилителя всегда воспринимается лишь часть этих составляющих шума, которая тем больше, чем шире полоса частот колебаний $П_{пр}$, пропускаемых усилителем.

Для диода в режиме насыщения действующее значение наблюдаемого шумового тока $I_ш$ равно:

$$I_ш = \sqrt{2eI_sП_{пр}}, \tag{9-6}$$

где e — заряд электрона; I_s — ток насыщения и $П_{пр}$ — полоса частот колебаний, пропускаемых устройством, с помощью которого наблюдается шумовой ток.

В режиме объемного заряда шумовой ток уменьшается вследствие того, что увеличение объемного заряда (электронного облака) около катода снижает флуктуации анодного тока. Так как шумовой ток диода в режиме насыщения легко определяется по приведенной формуле, то в качестве генераторов шумов для испытания радиоэлектронных устройств применяют специальные шумовые диоды (например, 2Д3Б).

Чтобы можно было сравнивать различные лампы по шумовым свойствам и рассчитывать создаваемые лампами шумы, пользуются специальными шумовыми параметрами: эквивалентным напряжением шумов $U_{ш.э}$ и эквивалентным сопротивлением шумов лампы $R_{ш.э}$, введенными на основании следующих соображений.

Считают, что сама лампа не шумит, а создает шум за счет усиления некоторого шумового напряжения, подведенного к ее сетке. Такое напряжение, указанное для шумов, наблюдаемых при полосе частот пропускаемых колебаний 1 *кгц*, называют эквивалентным напряжением шумов лампы. У большинства ламп $U_{ш.э}$ составляет доли микровольта. Для полосы $П_{пр}$, выраженной в килогерцах, шумовое напряжение в $\sqrt{П_{пр}}$ раз больше, чем $U_{ш.э}$.

Понятие об эквивалентном сопротивлении шумов лампы связано с тем, что на всяком резисторе за счет происходящих в нем электрических флуктуаций получается напряжение шумов. Беспорядочное тепловое движение электронов создает непрерывное изменение электрического состояния любого проводника. Действующее значение шумового напряжения $U_ш$, возникающего при комнатной температуре на резисторе с сопротивлением R, равно:

$$U_ш \approx \frac{1}{8}\sqrt{RП_{пр}}, \tag{9-7}$$

где $U_ш$ — выражено в микровольтах, R — в килоомах и $П_{пр}$ — в килогерцах.

При повышении температуры это напряжение возрастает. Можно считать, что эквивалентное напряжение шумов $U_{ш.э}$ создается некоторым резистором с эквивалентным сопротивлением шумов $R_{ш.э}$, включенным в цепь сетки лампы. Так как $U_{ш.э}$ определяется при $П_{пр} = 1$ *кгц*, то зависимость между $U_{ш.э}$ в микровольтах и $R_{ш.э}$ в килоомах в соответствии с формулой (9-17) напишется так:

$$U_{ш.э} \approx \frac{1}{8}\sqrt{R_{ш.э}},$$

или

$$R_{ш.э} \approx 64U^2_{ш.э}. \tag{9-8}$$

Характеристика шумовых свойств ламп с помощью эквивалентного сопротивления шумов весьма удобна, так как позволяет просто находить суммарные шумы, создаваемые лампой совместно с другими резисторами, включенными в цепь ее сетки.

Значения $R_{ш.э}$ в килоомах дают следующие формулы:

для триода

$$R_{ш.э} \approx \frac{2,5}{S}; \tag{9-9}$$

для пентода

$$R_{ш.э} \approx \frac{3}{S} + \frac{20 I_a I_{c2}}{S^2 (I_a + I_{c2})}, \tag{9-10}$$

где токи выражены в миллиамперах, а крутизна — в миллиамперах на вольт.

Из этих формул видно, что уменьшение $R_{ш.э}$ достигается увеличением крутизны. У триодов $R_{ш.э}$ получается порядка сотен или тысяч ом. Для пентодов оно выше (до десятков килоом), что объясняется дополнительными шумами от вторичной эмиссии и токораспределения. Еще выше $R_{ш.э}$ (до сотен килоом) у многосеточных частотопреобразовательных ламп. Вообще, чем больше электродов у лампы, тем выше уровень собственных шумов. Чтобы шумы на выходе приемника или усилителя были наименьшими, необходимо в первом каскаде применять лампу с возможно более низким $R_{ш.э}$.

Помимо рассмотренных шумов, обусловленных основными электронными процессами внутри лампы, могут наблюдаться еще шумы за счет недостатков в конструкции лампы. К ним относятся фон от питания накала переменным током, колебания тока от механических вибраций электродов лампы (виброшумы), шумы от изменения токов утечки через плохую изоляцию, обладающую непостоянством сопротивления, и другие явления.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ ДЛЯ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

В настоящей главе более подробно рассматриваются диоды и триоды для СВЧ, имеющие широкое применение.

10-1. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ОБЫЧНЫХ ЛАМП НА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Обычные лампы для средних и коротких волн, как правило, работают неудовлетворительно на СВЧ, что объясняется следующими причинами.

Влияние междуэлектродных емкостей и индуктивностей выводов. На рис. 10-1 показаны триод с его междуэлектродными емкостями и индуктивностями выводов и его эквивалентная схема. Эти емкости и индуктивности сильно влияют на работу ламп в диапазоне СВЧ. Они изменяют параметры колебательных систем, подключенных к лампе. В результате уменьшается собственная частота этих колебательных систем и становится невозможной настройка их на частоту выше некоторой предельной.

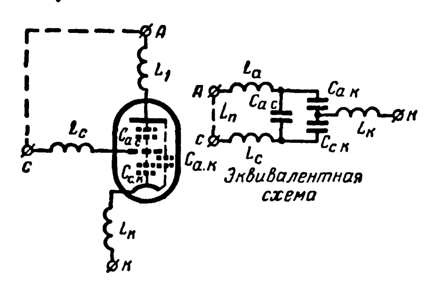


Рис. 10-1. Междуэлектродные емкости и индуктивности выводов у триода.

Для каждой лампы характерна некоторая предельная частота $f_{пр}$, которая соответствует резонансной частоте колебательного контура, получающегося при коротком замыкании выводов от электродов лампы.

Например, если замкнуть накоротко анод и сетку у триода (показано штриховой линией на рис. 10-1), то образуется контур, емкость которого равна:

$$C = C_{а.с} + \frac{C_{а.к}C_{с.к}}{C_{а.к} + C_{с.к}}, \qquad (10\text{-}1)$$

а индуктивность составляет:

$$L = L_а + L_с + L_п, \qquad (10\text{-}2)$$

где $L_п$ — индуктивность замыкающего провода.

Работа лампы с внешним колебательным контуром возможна лишь на частотах ниже $f_{\text{пр}}$. Возьмем для примера лампу, имеющую $C = 10$ *пф* и $L = 0{,}016$ *мкгн*. Предельная частота у нее равна:

$$f_{\text{пр}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0{,}01\cdot 10^{-6}\cdot 10\cdot 10^{-12}}} \approx 400\cdot 10^{6}\ \text{гц} = 400\ \text{Мгц},$$

что соответствует длине волны 75 *см*. Очевидно, что эта лампа непригодна для дециметрового диапазона, так как при наличии внешнего контура получится резонансная частота заметно ниже 400 *Мгц*.

Индуктивности выводов и междуэлектродные емкости, будучи включены в те или иные цепи лампы, создают нежелательные положительные или отрицательные обратные связи и фазовые сдвиги, ухудшающие работу схемы. Особенно сильно влияет индуктивность катодного вывода $L_{\text{к}}$. Она входит одновременно в анодную и сеточную цепи и создает значительную обратную связь, вследствие которой изменяется режим работы и уменьшается входное сопротивление лампы (сопротивление между сеткой и катодом), на которое нагружается источник усиливаемого переменного напряжения. Междуэлектродные емкости также способствуют уменьшению входного сопротивления лампы. Кроме того, эти емкости, имея на сверхвысоких частотах весьма небольшое сопротивление, могут вызвать в более мощных лампах появление значительных емкостных токов, нагревающих выводы от электродов и создающих дополнительные потери энергии. Так, например, емкость сетка — катод, равная 4 *пф*, на частоте 1 000 *Мгц* ($\lambda = 30$ *см*) имеет сопротивление 40 *ом*. Если к ней приложено переменное напряжение 40 *в*, то возникнет емкостный ток 1 *а*.

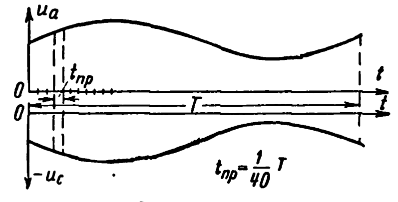


Рис. 10-2. Сравнение времени пролета электронов с периодом колебаний при не очень высокой частоте.

Влияние инерции электронов. Вследствие того, что электроны имеют массу, они не могут мгновенно изменять свою скорость и мгновенно пролететь расстояние между электродами. На СВЧ время пролета электронов в лампе, несмотря на свою весьма малую величину (10^{-8}—10^{-10} *сек*), становится соизмеримым с периодом колебаний. Лампа перестает быть безынерционным или малоинерционным прибором. Иначе говоря на СВЧ проявляется инерция электронов. Инерция электронных процессов в лампе создает вредные фазовые сдвиги, искажает форму импульсов анодного тока и служит причиной возникновения значительных сеточных токов. В результате получаются резкое снижение входного сопротивления лампы, увеличение потерь энергии в лампе, а также уменьшение полезной мощности.

Инерция электронов практически не влияет на работу лампы в диапазоне метровых и более длинных волн. Действительно, если период колебаний T много больше, чем время пролета электронов в лампе $t_{\text{пр}}$, то переменные напряжения на электродах лампы за это время не успеют значительно измениться. Это наглядно показывают графики на рис. 10-2, изображающие изменение напряжений сетки и анода некоторой усилительной лампы для случая, когда период колебаний в 40 раз больше времени пролета электрона.

Например, если $t_{пр} = 10^{-9}$ *сек*, то $T = 40 \cdot 10^{-9}$ *сек*, что соответствует частоте

$$f = \frac{1}{40 \cdot 10^{-9}\ сек} = 25 \cdot 10^{6}\ гц = 25\ Мгц,$$

или длине волны $\lambda = 12$ *м*.

В данном случае можно без большой ошибки считать, что пролет электрона от катода к аноду совершается при постоянных напряжениях электродов. Это означает, что движение электронов происходит по обычным законам без каких-либо новых явлений, причем анодный ток изменяется соответственно изменениям сеточного напряжения. Переменная составляющая анодного тока будет совпадать по фазе с переменным напряжением сетки. Иначе происходят электронные процессы в случаях, когда время пролета будет одного порядка с периодом колебаний.

Вместо времени пролета часто пользуются величиной у г л а п р о л е т а $\alpha_{пр}$, который связан с $t_{пр}$ соотношением

$$\alpha_{пр} = \omega t_{пр}, \tag{10-3}$$

где ω — угловая частота переменного напряжения на электродах лампы. Очевидно, что $\alpha_{пр}$ есть изменение фазового угла переменного напряжения за время $t_{пр}$. Если, например, $t_{пр} = T/4$, то $\alpha_{пр} = 90°$. При углах пролета меньше 20° инерцию электронов обычно не учитывают, т. е. режим считают квазистатическим.

Рассмотрим особенности электронных процессов в триоде на СВЧ, имея в виду, что электрон обычно бо́льшую часть времени пролета тратит на промежуток катод — сетка, так как здесь ускоряющая разность потенциалов невелика.

Пусть для примера время пролета на этом участке равно половине периода, а рабочая точка с помощью сеточного смещения установлена в самом начале анодно-сеточной характеристики лампы. На более низких частотах при этом получилась бы работа лампы в так называемом режиме *В*, в котором импульсы анодного тока проходят в течение положительных полупериодов переменного сеточного напряжения, а во время отрицательных полупериодов лампа заперта.

Но если $t_{пр} = T/2$, то работа лампы значительно изменится. Электроны, начавшие движение от катода в начале положительного полупериода сеточного напряжения, пролетят сетку в конце этого полупериода. Электроны, начавшие движение позже, не успеют долететь до сетки во время положительного полупериода. Они еще будут в пути, когда переменное напряжение сетки изменит свой знак и поле между сеткой и катодом станет тормозящим. Многие электроны будут заторможены, остановятся, не долетев до сетки, и вернутся на катод. Это особенно относится к электронам, начавшим движение от катода в конце положительного полупериода, так как они почти сразу попадают в тормозящее поле. Возвращение части электронов обратно на катод создает уменьшение импульсов анодного тока. Уменьшится и полезная мощность, отдаваемая лампой. Кроме того, возникает бомбардировка катода возвращающимися электронами, от которой получается дополнительный нагрев катода. Мощность на этот нагрев расходуется от источника переменного сеточного напряжения. Для электронов, успевших пролететь сквозь сетку и движущихся далее к аноду, напряжение сетки становится уже отрицательным. Следовательно, увеличивается разность потенциалов между анодом и сеткой, и эти электроны с увеличенной скоростью бомбардируют анод. До-

полнительная мощность, расходуемая на эту бомбардировку, также отбирается от источника усиливаемого напряжения.

Если рассмотреть электронные процессы при работе лампы в других режимах, то можно прийти к таким же выводам: вследствие инерции электронов уменьшается переменная составляющая анодного тока, увеличивается мощность потерь на аноде и дополнительно нагревается катод от ударов возвращающихся электронов.

Эти явления наблюдаются не только при $t_{пр} = T/2$, но и всегда, когда время пролета и период колебаний соизмеримы.

10-2. НАВЕДЕННЫЕ ТОКИ В ЦЕПЯХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Для понимания работы электронных ламп на СВЧ необходимо познакомиться с наведенными токами в цепях электродов этих ламп. Наведенные токи тесно связаны с инерцией электронов и поэтому они проявляют себя только в динамическом режиме, т. е. на СВЧ.

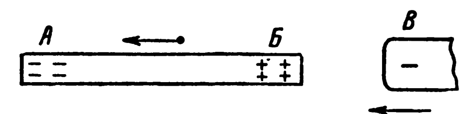


Рис. 10-3. Явление электростатической индукции.

При рассмотрении работы ламп в статическом или квазистатическом режиме для упрощения считают, что ток в цепи какого-либо электрода образуется благодаря попаданию на этот электрод потока электронов, летящих внутри лампы. Такой поток электронов внутри лампы называют **конвекционным током**[1]. Более глубокое изучение работы электронных ламп показало, что ток во внешней цепи любого электрода лампы представляет собой **наведенный ток**. Для выяснения сущности наведенного тока вспомним явление электростатической индукции.

Пусть имеется незаряженный проводник *АБ* (рис. 10-3), к одному концу которого приближается отрицательный электрический заряд *В*. Тогда электроны, имеющиеся в проводнике *АБ*, отталкиваясь зарядом *В*, уйдут в некотором количестве на удаленный от индуктирующего заряда конец проводника *А* и там получится отрицательный заряд. На ближнем к индуктирующему заряду конце проводника *Б* возникнет недостаток электронов, т. е. положительный заряд. Во время этого процесса вдоль проводника *АБ* пройдет ток, который и будет наведенным током. Его величина тем больше, чем больше индуктирующий заряд *В* и чем быстрее он приближается к проводнику *АБ*. Если удалять заряд *В* от проводника *АБ*, то электроны будут возвращаться из точки *А* в *Б* и, следовательно, в проводнике *АБ* пройдет ток обратного направления, величина которого по-прежнему будет определяться скоростью движения и величиной заряда *В*.

---

[1] В цепях электронной лампы существуют еще **емкостные токи**, возникающие вследствие имеющихся междуэлектродных емкостей, и **токи утечки**, причина которых — несовершенство изоляции между электродами.

Итак, *если электрический заряд приближается к какому-либо проводнику или удаляется от него, то в этом проводнике появляется наведенный ток; его направление изменяется при изменении направления движения индуктирующего заряда.*

В электронных лампах роль индуктирующего отрицательного заряда играет поток электронов, движущихся от одного электрода к другому, т. е. конвекционный ток. Конвекционные токи внутри лампы всегда возбуждают наведенные токи во внешних проводах, соединенных с электродами лампы. Наведенный ток увеличивается при увеличении количества и скорости летящих электронов, а также при уменьшении расстояния между ними и данным электродом.

Пусть, например, на анод диода, имеющего накаленный катод, мгновенно включается постоянное напряжение. Тогда от катода к аноду внутри лампы начнет двигаться с ускорением поток электронов,

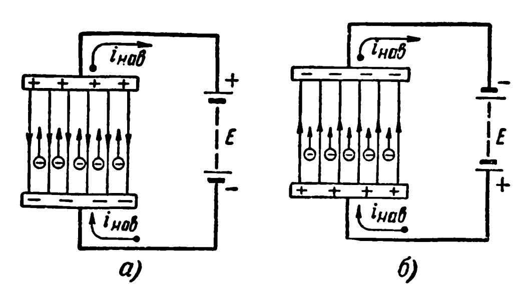


Рис. 10-4. Наведенный ток при движении электронов в поле, созданном постоянным напряжением.

который вызовет появление наведенного тока во внешней части анодной цепи. Таким образом, анодный ток возникает не в момент, когда электроны достигают анода, а в момент, когда они начинают удаляться от катода.

В статическом или квазистатическом режиме, когда $t_{пр} \ll T$, наведенный ток в анодной цепи диода численно равен конвекционному току, что позволяет для этих режимов вообще не вводить понятие о наведенном токе. Но на СВЧ, когда за время пролета электронов от одного электрода до другого напряжения значительно изменяются, необходимо рассматривать наведенные токи в цепях этих электродов. Можно представить себе даже такой случай, когда электроны совершают колебания, например, в промежутке катод — анод, но из-за своей инерции не успевают попадать на анод. Однако они будут создавать в анодной цепи переменный наведенный ток.

С помощью наведенного тока можно лучше понять преобразование энергии, происходящее при движении электронов в электрическом поле. Рассмотрим для примера движение электронов в ускоряющем или тормозящем поле между двумя электродами, считая, что это поле создано источником постоянной э. д. с. (рис. 10-4).

Поток летящих внутри лампы электронов создает в цепи батареи наведенный ток, направление которого совпадает с направлением конвекционного тока. Напомним, что стрелки показывают направление движение электронов от минуса к плюсу, а не условное направ-

ление тока от плюса к минусу. Нетрудно видеть, что в случае ускоряющего поля (рис. 10-4, *а*) наведенный ток, проходящий через батарею, будет для нее разрядным током. Батарея разряжается, т. е. расходует свою энергию, которая с помощью электрического поля передается летящим электронам и увеличивает их кинетическую энергию. В тормозящем поле (рис. 10-4, *б*) электроны движутся за счет своих начальных энергий. В этом случае наведенный ток, наоборот, будет для батареи зарядным током, т. е. электроны в тормозящем поле отдают свою энергию, которая накапливается в батарее. Процессы заряда и разряда аккумуляторной батареи наведенным током, конечно, не имеют практического применения в технике СВЧ. Они приведены только в качестве наглядного примера.

Весьма важным является возникновение наведенных токов в колебательных контурах, подключенных к лампе. На рис. 10-5 изображен колебательный контур, состоящий из индуктивности L и емкости

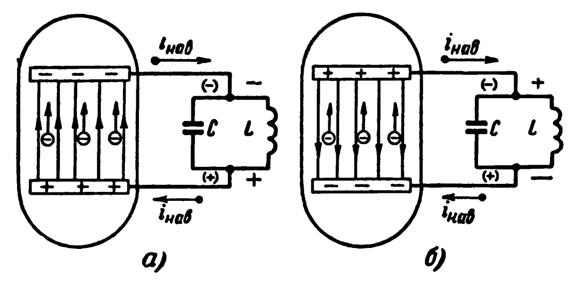


Рис. 10-5. Наведенный ток при движении электронов в поле, созданном переменным напряжением колебательного контура.

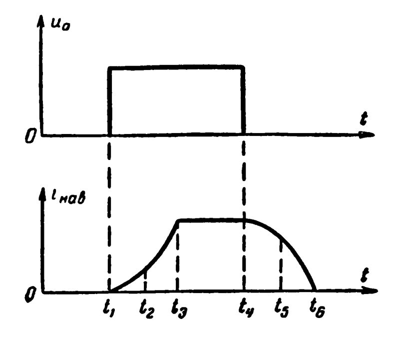
C, которой, в частности, может быть емкость между двумя электродами лампы. Пусть в этом контуре происходят свободные затухающие колебания. Тогда на зажимах контура и на электродах лампы будет переменное напряжение. Предположим, что между электродами движется поток электронов (каким способом он получен, пока не имеет значения).

Если поле, созданное переменным напряжением электродов, тормозящее (рис. 10-5, *а*), то наведенный ток $i_{нав}$ будет током, питающим контур. Действительно, направление этого тока таково, что создаваемое им на контуре падение напряжения (его полярность показана знаками «—» и «+» в скобках) совпадает по фазе с переменным напряжением, имеющимся на контуре от свободных колебаний (его полярность показывают знаки «—» и «+» без скобок). Это значит, что наведенный ток препятствует затуханию колебаний в контуре. Иначе говоря, часть кинетической энергии летящих электронов передается в контур и поддерживает там колебательный процесс.

Но если поле, созданное переменным напряжением, ускоряющее (рис. 10-5, *б*), то наведенный ток создает на контуре падение напряжения, противоположное по фазе переменному напряжению свободных колебаний, т. е. способствующее более быстрому затуханию колебаний. В данном случае контур теряет часть своей энергии на увеличение скорости полета электронов, и поэтому затухание колебаний в контуре увеличивается.

Таким образом, *для уменьшения или даже прекращения затухания, т. е. для поддержания колебаний в контуре, подключенном к электродам лампы, необходимо направлять между электродами поток электронов в те промежутки времени, когда электрическое поле будет тормозящим.*

Рассмотрим процесс возникновения наведенного тока в диоде. Полученные при этом выводы будут справедливы и для любой другой системы из двух электродов. Для упрощений рассуждений рассмотрим случай, когда анодное напряжение представляет собой импульс прямоугольной формы, длительность которого одного порядка с временем пролета. Графики этого напряжения и наведенного тока в выводах анода и катода диода приведены на рис. 10-6. На этом же рисунке показано распределение электронного потока для различных моментов рассматриваемого процесса; т. е. конвекционного тока в промежутке анод — катод.



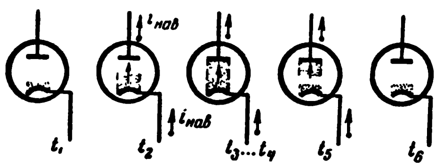


Рис. 10-6. Возникновение наведенного тока в диоде.

В момент t_1, когда напряжение только еще подано, электроны начинают двигаться от катода (точнее от электронного облачка около катода), и начинает нарастать наведенный ток. Промежуток анод — катод еще не заполнен электронами. Через некоторое время в момент t_2 значительная часть промежутка анод — катод (заштрихована на рисунке) уже будет заполнена электронами. Так как они движутся в ускоряющем поле, то скорость их больше, чем в начальный момент t_1. Благодаря этому наведенный ток стал больше и скорость его нарастания увеличивается. В момент t_3 электроны достигают анода, и все пространство анод — катод заполнено движущимися электронами. Наведенный ток становится максимальным. Такое положение сохраняется до конца импульса напряжения (момент t_4). После этого новые электроны уже не будут двигаться от катода к аноду. А электроны, заполняющие промежуток анод — катод, продолжают по инерции двигаться к аноду. Количество их уменьшается, т. е. промежуток «очищается» от электронов и соответственно уменьшается наведенный ток (момент t_5).

Наконец, в момент t_6 в промежутке анод — катод не остается электронов, и наведенный ток становится равным нулю. Как видно, импульс наведенного тока растянут во времени по сравнению с импульсом напряжения и отстает от последнего, т. е. позже достигает максимума и позже спадает до нуля.

Если после положительного импульса анодного напряжения последует отрицательный импульс, то одна часть электронов, замед-

ляя свое движение, все же долетит до анода, а другая часть затормозится настолько, что остановится и станет возвращаться на катод. Следовательно, возникнет конвекционный ток обратного направления и соответственно создастся импульс обратного наведенного тока.

Аналогичные явления происходят и при подаче на диод переменного синусоидального напряжения.

10-3. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ И ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ В ЛАМПАХ

Для каждого усилительного каскада характерен **коэффициент усиления по мощности** K_P, показывающий, во сколько раз усиливается мощность:

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}, \tag{10-4}$$

где $P_{вых}$ — полезная мощность, отдаваемая лампой, а $P_{вх} = \frac{U_{вх}^2}{R_{вх}}$ — мощность, подводимая ко входу лампы ($U_{вх}$ — действующее значение входного напряжения).

При малом значении входного сопротивления $R_{вх}$ мощность $P_{вх}$ может настолько возрасти, что K_P станет равен единице или будет еще меньше. Очевидно, нецелесообразно применять усилители, дающие усиление мощности меньше, чем в 2—3 раза. С переходом на СВЧ входное сопротивление обычных ламп резко уменьшается и усиление мощности получается малым или даже совсем отсутствует. Уменьшение входного сопротивления ламп на СВЧ объясняется возникновением наведенных токов в цепи сетки.

В зависимости от соотношения времени пролета и периода колебаний, соотношения расстояний участков катод — сетка и сетка — анод и величины напряжений на электродах процессы в триоде могут происходить различно, но все же в любом случае из-за проявления инерции электронов на СВЧ получаются большие наведенные токи в цепи сетки, приводящие к резкому уменьшению входного сопротивления. Чтобы это было ясно, рассмотрим процессы, происходящие в триоде в некотором частном случае.

Пусть на сетку триода подано переменное напряжение в виде положительных импульсов прямоугольной формы и напряжение смещения, равное запирающему напряжению. При этом напряжение сетки остается все время отрицательным, т. е. электроны на сетку не попадают (рис. 10-7, *а*). Будем считать, что время пролета электронов на участке сетка — катод $t_{с.к}$ равно времени пролета на участке анод — сетка $t_{а.с}$ и несколько меньше половины длительности импульса. На рис. 10-7 для этого режима показаны графики наведенных токов в цепях триода и распределение электронного потока, т. е. конвекционного тока, внутри триода в разные моменты времени. Если сетка достаточно густая, то участки сетка — катод и анод — сетка можно рассматривать как отдельные диоды.

До момента t_1 лампа заперта и никаких токов нет. В момент t_1 лампа отпирается, начинается движение электронов от катода (точнее от электронного облачка около катода) к сетке и наведенный ток i_1 в проводе сетки начинает возрастать. Такой же ток $i_к$, равный i_1, появляется и в проводе катода. Если в момент t_2 промежуток сетка —

катод уже наполовину заполнен электронами, то ток i_1 имеет некоторое среднее значение. Далее он продолжает возрастать, достигая максимального значения в момент t_3, когда электронный поток дойдет до сетки. Так как электроны на сетку не попадают, то все они пролетят ее и будут двигаться к аноду. Этот удаляющийся от сетки поток электронов создает в проводе сетки наведенный ток i_2, противоположный по направлению току i_1. Будет также наводиться ток i_a, равный i_2 в проводе анода.

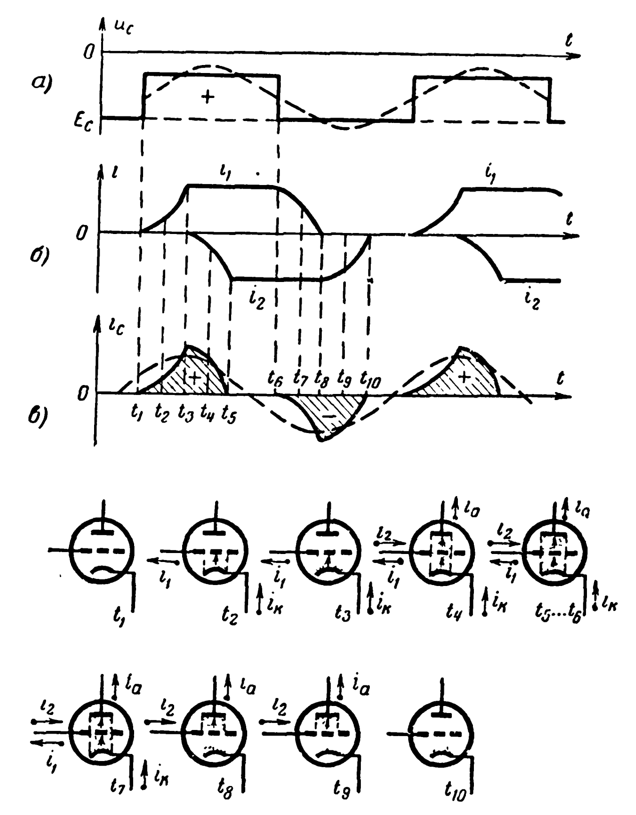


Рис. 10-7. Наведенный ток в цепи сетки триода.

Возрастающий ток i_2 в момент t_4 имеет некоторое среднее значение и достигает максимальной величины в момент t_5, когда весь промежуток анод — сетка заполняется движущимися электронами. До момента t_6 оба тока i_1 и i_2 остаются постоянными и равными друг другу, а в момент t_6 лампа запирается и поэтому электроны перестают уходить от катода. Но электронный поток, заполняющий междуэлектродные промежутки, продолжает двигаться. На участке сетка — катод электроны будут двигаться по инерции и приближаться к сетке. Количество их в этом промежутке убывает и ток i_1 уменьшается. В момент

t_7 он имеет какое-то среднее значение, а в момент t_8 спадает до нуля, так как промежуток сетка — катод «очищается» от электронов. После этого начинает уменьшаться число электронов в промежутке анод — сетка и соответственно ток i_2. Он снижается до некоторой средней величины в момент t_9, а в момент t_{10}, когда уже все электроны попадают на анод, становится равным нулю.

Таким образом, в цепи сетки получаются два импульса наведенного тока, противоположные по направлению (рис. 10-7, *б*). Результирующий (суммарный) наведенный ток сетки, показанный на рис. 10-7, *в*, представляет собой переменный ток. На графиках рис. 10-7, *а* и *в* штриховыми линиями показаны кривые первых гармоник напряжения и тока сетки. Видно, что первая гармоника наведенного тока сетки несколько опережает по фазе первую гармонику напряжения. Это означает, что наведенный ток сетки имеет активную составляющую и реактивную составляющую емкостного характера. Последняя появилась вследствие инерции электронов. Она добавляется к обычному емкостному току в цепи сетки, обусловленному входной емкостью лампы. Поскольку суммарный емкостный ток увеличивается, то можно сказать, что инерция электронов приводит к некоторому возрастанию входной емкости.

Однако не это обстоятельство создает значительное ухудшение работы ламп на СВЧ. Самое неприятное следствие инерции электронных процессов состоит в появлении активной составляющей сеточного тока. Она обусловливает наличие у лампы входного активного сопротивления, которое уменьшается с повышением частоты и снижает коэффициент усиления по мощности. Активное входное сопротивление лампы характеризует потерю энергии источника колебаний, включенного в цепь сетки. В рассмотренном случае эта энергия переносится активной составляющей наведенного тока от источника колебаний к электрическому полю и передается электронам, которые увеличивают свою кинетическую энергию и расходуют ее на нагрев анода. Если же лампа работает на более низких частотах и временем пролета электронов можно пренебречь, то при напряжении сетки, показанном на рис. 10-7, *а*, токи i_1 и i_2 будут иметь такую же прямоугольную форму и длительность, как и напряжение. Поскольку эти токи равны и противоположны по направлению, то суммарный сеточный ток равен нулю. Следовательно, никакого расхода энергии от источника колебаний в этом случае нет.

Влияние инерции электронов для сравнительно простого случая, когда на сетку подаются положительные импульсы напряжения прямоугольной формы, было рассмотрено упрощенно. Но и в любых других более сложных случаях также возникает активный наведенный ток в цепи сетки, т. е. вследствие инерции электронов лампа имеет активное входное сопротивление. Если переменное напряжение сетки лампы имеет не только положительные, но и отрицательные импульсы, то последние создают тормозящее поле, которое возвращает часть электронов на катод. Они ускоряются полем и, следовательно, энергия источника колебаний расходуется в данном случае также на дополнительный нагрев катода бомбардирующими его электронами.

При синусоидальном переменном напряжении все процессы происходят сложнее, но на СВЧ обязательно возникает активный наведенный ток в цепи сетки, на создание которого расходуется энергия источника колебаний. Эта энергия в конечном итоге теряется на дополнительный нагрев анода и катода конвекционным током. Действительно, положительная полуволна сеточного напряжения, ускоряя

электроны, летящие от катода, дает им дополнительную энергию, а во время отрицательного полупериода сетка отталкивает электроны, движущиеся к аноду, и они тоже получают дополнительную энергию. В результате электроны бомбардируют с бо́льшей силой анод, который дополнительно нагревается. Кроме того, электроны, не пролетевшие сквозь сетку, а повернувшие обратно на катод, также отталкиваются сеткой во время отрицательного полупериода и получают еще дополнительную энергию. Эти электроны бомбардируют катод и вызывают его дополнительный нагрев. Таким образом, источник колебаний в течение всего периода отдает энергию электронам, а они расходуют ее на бомбардировку анода и катода.

Приведенное рассмотрение электронных процессов весьма приближенно, но оно все же дает представление о происходящих явлениях. Точный анализ работы ламп на СВЧ весьма сложен и выходит за рамки этой книги.

Теория дает следующую формулу для расчета результирующего наведенного тока в цепи сетки $I_с$, появляющегося под влиянием переменного сеточного напряжения $U_с$,

$$I_с = kSf^2t^2_{с.к}U_с, \qquad (10\text{-}5)$$

где k — коэффициент, зависящий от конструкции электродов и постоянных напряжений на них; S — крутизна лампы; $t_{с.к}$ — время пролета электрона в промежутке катод — сетка.

Отсюда для входного сопротивления получается выражение

$$R_{вх} = \frac{U_с}{I_с} = \frac{1}{kSf^2t^2_{с.к}}. \qquad (10\text{-}6)$$

Для данной лампы и данных питающих напряжений электродов величины k, S и $t_{с.к}$ будут постоянными. Заменяя их одним постоянным коэффициентом и переходя от частоты к длине волны, получаем:

$$R_{вх} = a\lambda^2. \qquad (10\text{-}7)$$

Расчет коэффициента a весьма сложен и неточен. Поэтому он определен для многих ламп экспериментально и его величина учитывает влияние на входное сопротивление не только инерции электронов, но и других явлений, вызывающих потери энергии. Если выражать λ в метрах, а $R_{вх}$ в омах, то для некоторых приемно-усилительных ламп, работающих при нормальных питающих напряжениях, величина a имеет следующее значение: 6Ж3П — 400; 12Ж1Л — 750; 6С1П — 1 760; 6Ж1Ж — 2 200. Например, для лампы 6Ж1Ж, работающей на волне $\lambda = 50$ *см*, получаем $R_{вх} = 2\,200 \cdot 0{,}5^2 = 550$ *ом*.

Как видно, входное сопротивление получается весьма малым и это может привести к недопустимому снижению усиления. Действительно, коэффициент усиления каскада с пентодом можно определить по формуле

$$K \approx SR_а, \qquad (10\text{-}8)$$

где $R_а$ — сопротивление анодной нагрузки. Если в качестве нагрузки применяется резонансный контур, то параллельно к нему подключено входное сопротивление лампы следующего каскада, и поэтому общее сопротивление нагрузки окажется меньше $R_{вх}$. Для усилителя, работающего на волне 50 *см* с лампами 6Ж1Ж, имеющими $S = 1{,}4$ *ма/в*, можно приближенно считать, что $R_а = 500$ *ом*. Тогда $K = 1{,}4 \cdot 10^{-3} \times \times 500 = 0{,}7$. Следовательно, каскад вместо усиления дает ослабление.

Указанный расчет $R_{вх}$ справедлив только для малых переменных напряжений. При больших амплитудах переменных напряжений (в генераторах и передатчиках) расчет значительно усложняется.

Потери энергии в лампах, работающих на СВЧ, происходят не только из-за инерции электронов, но и по ряду других причин.

Вследствие поверхностного эффекта увеличивается активное сопротивление самих электродов и их выводов. По поверхности этих металлических проводников проходят значительные токи, которые создают бесполезный нагрев. Также увеличиваются на СВЧ потери во всех твердых диэлектриках, находящихся под воздействием переменного электрического поля, например в стекле баллона лампы.

Большие потери энергии в лампах ухудшают к. п. д. усилителей и генераторов, работающих на СВЧ, создают чрезмерный нагрев самих ламп и резко снижают добротность контуров, подключенных к лампам.

Контуры в виде коаксиальных резонансных линий или объемных резонаторов имеют весьма высокую добротность, доходящую до тысяч и десятков тысяч. Но когда эти контуры присоединяют к лампе, то их добротность резко падает (часто до сотен), так как в лампах происходят большие потери энергии. Это явление аналогично уменьшению добротности обычного контура, шунтированного сравнительно малым сопротивлением.

10-4. ДИОДЫ И ТРИОДЫ ДЛЯ СВЧ

Специальные лампы обычного типа (диоды, триоды и др.) для СВЧ конструируются так, чтобы междуэлектродные емкости и индуктивности выводов и расстояния между электродами были малыми. Принимаются также меры к уменьшению потерь энергии. В частности, для баллона используется специальное стекло с малыми потерями или радиокерамика. В генераторных лампах особое значение приобретает охлаждение анода и всей лампы в целом, так как из-за больших потерь энергии лампы сильно нагреваются.

Лампы для дециметрового диапазона, конечно, могут работать на более длинных волнах, но для сантиметровых волн большинство из них непригодно.

На частотах до 600 *Мгц* могут работать лампы типа «желудь» (6Д4Ж, 6С1Ж, 6Ж1Ж и 6К1Ж). Некоторые из пальчиковых и миниатюрных бесцокольных ламп также применяются для генерирования и усиления на дециметровых волнах. Так, например, диод 6Д6А может работать на частотах до 700 *Мгц*, а двойной диод 6Х2П — до 1 000 *Мгц*. Триоды 6С2П и 6С6Б применяются для генерирования и усиления в схеме с заземленной сеткой (см. ниже) на частотах до 500 *Мгц*. Для более «длинных» дециметровых волн возможно применить и ряд других пальчиковых и миниатюрных ламп.

В приемниках, маломощных передатчиках и измерительных приборах, работающих в диапазоне 420—435 *Мгц*, любители наиболее часто применяют широко распространенные лампы 6С1Ж, 6С1П, 6С2П, 6Н15П, 6Н3П и др.

Примером специальной лампы для дециметровых волн может служить миниатюрный диод 2Д1С (рис. 10-8). Его подогревный катод имеет эмиттирующую поверхность порядка 1 *мм*^{2}. На очень малом расстоянии от него находится такой же анод. Выводы подогревателя и катода в виде коротких прямых проводников проходят сквозь

утолщенное основание баллона, а вывод анода сделан на верхний контакт. Такой диод применяется для детектирования и может давать выпрямленный постоянный ток до 0,1 *ма.*

Специально для дециметровых и более «длинных» сантиметровых волн сконструированы лампы с дисковыми и цилиндрическими выводами, имеющие в конце своего обозначения букву Д. Конструкция выводов от электродов в виде цилиндров и дисков различных диаметров служит для удобного соединения лампы с коаксиальными резонансными линиями или объемными резонаторами. Цилиндрические или дисковые выводы в этом случае служат частью металлических стенок той или иной колебательной системы.

Примером таких ламп может служить «маячковый» триод, изображенный на рис. 10-9 и 10-10. Подогревный катод у него имеет эмиттирующую часть в виде диска. Вывод от катода для постоянного тока сделан на один из штырьков цоколя. Кроме того, имеется еще высокочастотный вывод катода в виде металлического цилиндра, связанного с катодом через емкость. Сетка имеет форму диска и находится на очень малом расстоянии от катода (порядка 0,1 *мм*) для того, чтобы время пролета электронов в этом промежутке было малым. Вывод от сетки сделан в виде плоского металлического кольца, пересекающего стекло баллона лампы. Такой вывод имеет очень малую индуктивность. Его можно считать состоящим из большого числа параллельно включенных и расположенных радиально прямых проводников (при параллельном соединении общая индуктивность и активное сопротивление уменьшаются).

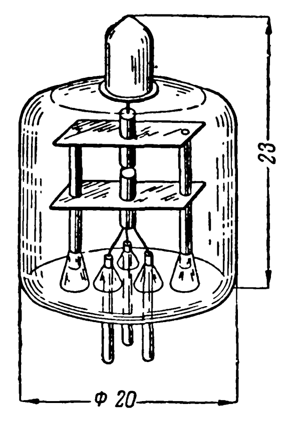


Рис. 10-8. Миниатюрный диод 2Д1С.

Анод сделан в виде сплошного металлического цилиндра, впаянного в стекло. Его рабочая поверхность, принимающая электронный поток, имеет форму диска и расположена близко к сетке. Стеклянный баллон лампы состоит из двух самостоятельных цилиндрических частей, которые припаяны с разных сторон к сеточному диску. Лампы этого типа имеют небольшую мощность. Они применяются в усилителях высокой частоты приемников, в гетеродинах, а также в маломощных передатчиках.

Маячковый триод 6С5Д может генерировать колебания с частотой до 3 300 *Мгц* и на этой частоте дает полезную мощность порядка 35 *мвт*. Аналогичный по конструкции триод 6С9Д предназначен для усиления в диапазоне частот до 900 *Мгц*. В маячковой серии имеется также диод 6Д3Д, пригодный для работы на волнах не короче 10 *см*. Конструктивно он отличается от триодов меньшей высотой и выводом анода в виде диска.

Помимо маячковых ламп, выпущены некоторые новые лампы с дисковыми и цилиндрическими выводами. Триод 6С13Д (рис. 10-11, *а*) за счет устранения цоколя имеет меньшие размеры, чем маячковые лампы. Кроме того, в нем один из выводов подогревателя сделан общим с кольцевым выводом катода. Такой триод работает в генераторах на частотах до 3 600 *Мгц* и дает полезную мощность не менее

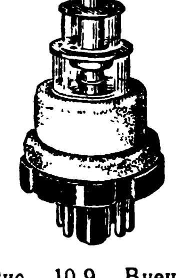


Рис. 10-9. Внешний вид маячкового триода.

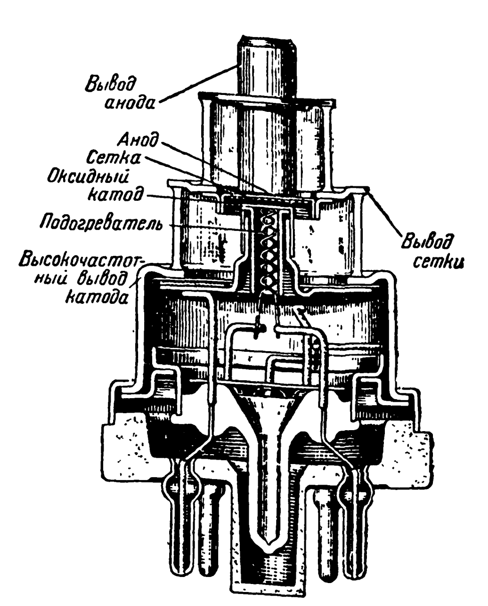


Рис. 10-10. Устройство маячкового триода.

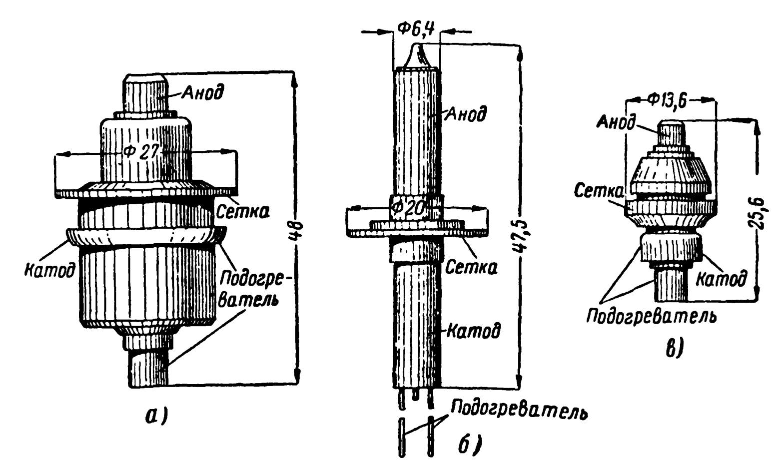


Рис. 10-11. Лампы для СВЧ: 6С13Д (*а*), 6С11Д и 6С16Д (*б*), 6С17К (*в*).

0,1 *вт*. Конструкцию, аналогичную изображенной на рис. 10-11, *а*, имеют диоды 6Д8Д и 6Д10Д.

Оригинальное устройство имеют «карандашные» триоды 6С11Д и 6С16Д (рис. 10-11, *б*) для генерирования колебаний мощностью не менее 300 *мвт* на частотах до 1 800 *Мгц*. Это металлические лампы с посеребренными цилиндрическими выводами анода и катода и дисковым выводом сетки. Выпущен также «карандашный» диод 6Д13Д.

Значительный интерес представляет также сверхминиатюрный титано-керамический триод с цилиндрическими выводами 6С17К (рис. 10-11, *в*). Он предназначен для усилительных каскадов по схеме с заземленной сеткой, служащих входными каскадами в приемниках СВЧ. Лампа 6С17К относится к металлокерамическим приемно-уси-

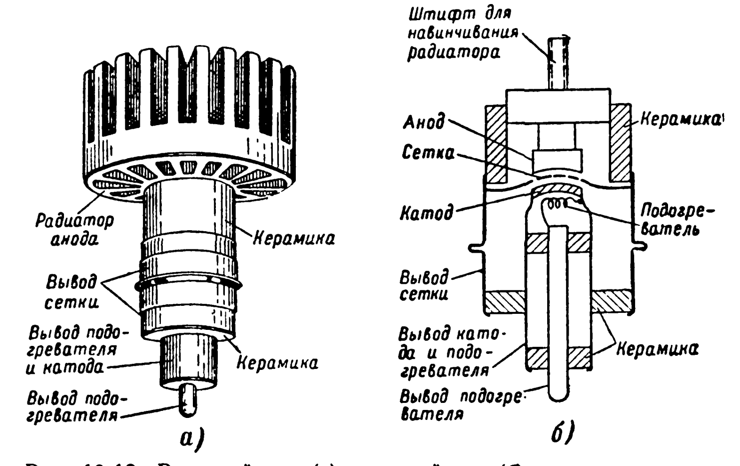


Рис. 10-12. Внешний вид (*а*) и устройство (*б*) металлокерамического триода.

лительным лампам, для которых в качестве последнего элемента обозначения принята буква К. На предельной частоте 3 000 *Мгц* этот триод дает усиление мощности в 12 раз, а на частоте 1 200 *Мгц* — в 40 раз. В настоящее время для дециметровых волн разработан и ряд других ламп с дисковыми и цилиндрическими выводами.

Для более мощных генераторов и передатчиков, в частности для передатчиков, работающих с большой мощностью в импульсном режиме, применяются металлокерамические генераторные триоды, напоминающие по принципу своей конструкции рассмотренные приемно-усилительные лампы. Они также предназначены для соединения с коаксиальными колебательными системами.

На рис. 10-12 показаны внешний вид металлокерамической генераторной лампы и ее устройство. Рабочие поверхности катода, сетки и анода этой лампы имеют форму дисков, расположенных очень близко друг к другу. Иногда поверхность электродов делается несколько выгнутой. Катод применяется подогревный оксидный. Вывод от него сделан в виде цилиндра, причем он одновременно служит и выводом одного конца подогревателя. Второй его конец имеет вывод внутри

этого цилиндра. От сетки вывод сделан в форме диска, переходящего затем в цилиндр, играющий роль части баллона лампы.

Анод изготовлен в виде массивного цилиндра и его верхняя часть припаяна к керамическому цилиндру, служащему частью баллона. С другой стороны этот керамический цилиндр спаян с выводом сетки. Между выводами сетки и катода также имеется керамическое кольцо. Спаи металла с керамикой представляют собой особенность металлокерамических ламп. В этих лампах применяется специальный керамический материал, дающий малые потери на СВЧ. Для лучшего охлаждения анода имеется массивный ребристый радиатор, который навинчивается на штифт анодного вывода. Радиатор обдувается воздухом от вентилятора. Лампы этого типа могут работать и без радиатора, но тогда допустимая мощность, выделяемая на аноде, и наибольшая полезная мощность значительно снижаются.

Широко применяются различные генераторные триоды металлокерамической серии, например ГИ-6Б, ГС-9Б, ГИ-7Б, ГИ-11Б, ГИ-70Б, ГС-90Б, ГИ-12Б и многие другие. Для приведенных выше ламп наименьшие рабочие длины волн составляют: 18 *см* — у ГИ-6Б, 15 *см* — у ГС-9Б, 11 *см* — у следующих двух ламп и 9 *см* — у последних трех. Лампы типа ГС предназначены для непрерывного режима работы, лампы ГИ — для импульсного. Разработки металлокерамических ламп продолжаются. Недавно был выпущен новый титано-керамический триод ГС-4 для волн не короче 7 *см*. Его полезная мощность составляет 1 *вт* на волне 7 *см* и 2 *вт* на волне 9 *см*, а в дециметровом диапазоне она увеличивается до 3—5 *вт*.

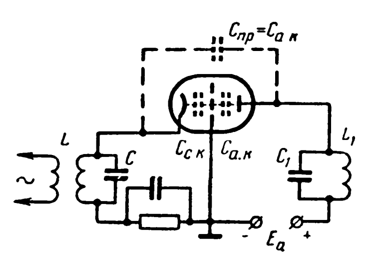


Рис. 10-13. Схема усилительного каскада с заземленной сеткой.

Более сложные лампы, чем триоды, для дециметрового диапазона применяют сравнительно редко, так как при большем числе сеток приходится соответственно увеличивать расстояние между анодом и катодом, но тогда возрастает время пролета электронов. В приемных лампах увеличение числа электродов приводит к возрастанию собственных шумов. Таким образом, и в генераторах и в усилителях дециметрового диапазона волн работают главным образом триоды. Однако в последнее время сконструированы тетроды и для этого диапазона. Так, например, выпущен металлокерамический лучевой тетрод ГС-3Б для частот до 1 000 *Мгц* с полезной мощностью 2 *квт*. Разработаны и некоторые другие лучевые тетроды (в том числе и двойные) для дециметровых волн.

Каскады усиления на триодах для устранения возможности самовозбуждения за счет паразитной связи через междуэлектродные емкости строятся обычно по схеме с заземленной (общей) сеткой, предложенной М. А. Бонч-Бруевичем в 1931 г. (рис. 10-13). Ее особенность состоит в том, что входной контур *LC* включен в провод катода. Управляющая сетка лампы заземлена, т. е. соединена с минусом анодного источника. Она в данной схеме выполняет одновременно функцию экранирующей сетки и уменьшает паразитную связь между выходной и входной цепями через внутриламповую емкость анод — катод $C_{а.к}$, а не через емкость анод — сетка $C_{а.с}$, как в обычных усили-

тельных каскадах с заземленным катодом. Чтобы сетка служила хорошим экраном, она делается густой, и поэтому коэффициент усиления таких триодов получается большим (до 100 и более). Благодаря применению густой сетки емкость анод — катод у маячковых и металлокерамических ламп уменьшается до сотых долей пикофарады.

Недостаток схемы с заземленной сеткой заключается в ее низком входном сопротивлении. Это объясняется тем, что в ней входной ток представляет собой ток катода. А в схеме с заземленным катодом входной ток гораздо меньше, так как он является током сетки. Практически входное сопротивление для схемы с заземленной сеткой получается порядка $1/S$, т. е. если, например, лампа имеет крутизну 5 *ма/в*, то $R_{вх} = {}^1/_5 = 0{,}2$ *ком*. Таким образом, источник усиливаемых колебаний нагружается на малое $R_{вх}$ и должен расходовать значительную мощность. Однако, несмотря на этот недостаток, схема с заземленной сеткой применяется очень часто, так как она работает устойчиво, без самовозбуждения.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ИОННЫЕ ПРИБОРЫ

11-1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАЗРЯД В ГАЗАХ

В ионных приборах находится газ или пар, давление которого в большинстве случаев меньше нормального атмосферного. Электрическим разрядом в газе называют совокупность явлений, сопровождающих прохождение электрического тока через газ (или пар). При таком разряде происходят следующие процессы.

Возбуждение атомов. Если энергия электрона, движущегося в газе, при соударении с атомом газа недостаточна для ионизации, то может произойти возбуждение атома. Под ударом электрона один из внешних электронов атома переходит на более удаленную от ядра орбиту, т. е. на более высокий энергетический уровень. Такое возбужденное состояние атома длится обычно малую долю секунды (порядка 10^{-7}—10^{-9} *сек*), после чего электрон возвращается на свою нормальную орбиту. При этом он отдает в виде излучения энергию, равную той, которую атом получил при возбуждении от ударившего электрона. Это излучение сопровождается свечением газа, если испускаемые лучи относятся к видимой части электромагнитного спектра.

Для того чтобы произошло возбуждение атома, ударяющий электрон должен иметь достаточную энергию. В табл. 11-1 указаны величины этой энергии для некоторых газов.

Таблица 11-1

Энергии, необходимые для возбуждения и ионизации атомов

Газ	$W_{возб}$, *эв*	$W_{ион}$, *эв*	Газ	$W_{возб}$, *эв*	$W_{ион}$, *эв*
Водород	11,1	13,5	Ксенон	8,4	12,1
Гелий	20,8	24,5	Криптон	10,0	14,0
Неон	16,6	21,5	Пары ртути . .	4,9	10,4
Аргон	11,6	15,7			

Ионизация атомов (или молекул) газа происходит при энергии ударяющего электрона значительно больше той, которой достаточно для возбуждения. Эта энергия также указана в табл. 11-1. В результате ионизации из атома выбивается электрон. Следовательно, в газовом пространстве будут уже два свободных электрона, а сам атом превращается в положительный ион. Если полученные после ионизации два свободных электрона имеют достаточную энергию (например, набрали ее при движении в ускоряющем поле), то каждый из них может ионизировать новый атом. Тогда число свободных электронов

станет равным четырем, а ионов будет уже три. Эти электроны снова могут произвести ионизацию. Таким образом, возможно лавинообразное нарастание количества электронов и ионов.

Ионизация атомов газа может происходить и после предварительного их возбуждения. От удара одного электрона атом переходит в возбужденное состояние и, не успев вернуться в нормальное состояние, от удара второго электрона ионизируется. При такой ступенчатой ионизации каждый ударивший электрон может иметь энергию, меньшую, чем нужно для ионизации, но сумма их энергий должна быть достаточна для выбивания из атома электронов.

Увеличение в газе количества заряженных частиц за счет ионизации называют электризацией газа. Иногда в газах возможно образование отрицательных ионов. Они возникают при соединении нейтральных атомов с одним или несколькими электронами.

Основным видом ионизации является ионизация при соударении атома с электронами. Возможна также ионизация в результате соударения атома газа с другими атомами или молекулами или в результате поглощения атомами газа лучистой энергии (фотоионизация). Атомы газа могут превращаться в ионы и за счет взаимодействия с поверхностью каких-либо тел (контактная ионизация).

Рекомбинация. Наряду с ионизацией в газе происходит и обратный процесс нейтрализации противоположных по знаку зарядов. Положительные ионы и электроны совершают в газе беспорядочное (тепловое) движение. Приближаясь друг к другу, они могут соединиться, образуя нейтральный атом. Этому способствует взаимное притяжение между разноименно заряженными частицами. Восстановление нейтральных атомов называют рекомбинацией. Полученный в результате рекомбинации нейтральный атом может снова ионизироваться, а затем его составные части — положительный ион и электрон — опять могут участвовать в рекомбинации и т. д.

Рекомбинация приводит к уменьшению количества заряженных частиц, т. е. к деэлектризации (или деионизации) газа. В зависимости от того, имеет ли перевес ионизация или рекомбинация, происходит увеличение или уменьшение количества заряженных частиц. В установившемся режиме количество электронов (или ионов), возникающих за данный промежуток времени вследствие ионизации, равно количеству нейтральных атомов, получающихся за то же время в результате рекомбинации.

При возникновении электрического разряда в газе ионизация имеет перевес над рекомбинацией. Наоборот, при уменьшении интенсивности электрического разряда рекомбинация имеет перевес над ионизацией. А при прекращении разряда ионизация исчезает, и вследствие рекомбинации за какой-то промежуток времени восстанавливается нейтральное состояние газа.

Поскольку на выбивание из атома электрона затрачивается энергия, то положительный ион и электрон, получившиеся после ионизации, имеют в сумме энергию, большую, чем нейтральный атом. Поэтому рекомбинация сопровождается выделением лучистой энергии. В большинстве случаев при этом наблюдается свечение газа.

Надо иметь в виду, что для рекомбинации требуется некоторый промежуток времени. Поэтому деионизация газа в зависимости от рода газа и его давления совершается за время порядка 10^{-5}—10^{-3} *сек*. Таким образом, по сравнению с электронными приборами ионные

приборы значительно более инерционны и не могут работать на высоких частотах. Время возникновения разряда гораздо меньше времени деионизации и составляет 10^{-7}—10^{-6} *сек*. Следовательно, основной причиной инерционности ионных приборов является сравнительно малая скорость процесса деионизации.

11-2. ВИДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РАЗРЯДОВ В ГАЗАХ

В зависимости от того, за счет каких факторов в газе образуются заряженные частицы, необходимые для электрического разряда, различают самостоятельные и несамостоятельные разряды. Самостоятельный разряд происходит под действием только одного электрического напряжения. Несамостоятельный разряд, помимо приложенного электрического напряжения, требует еще воздействия каких-либо внешних факторов, способных ионизировать газ. Ими могут быть лучи света, радиоактивное излучение, термоэлектронная эмиссия накаленного электрода и др.

Рассмотрим основные виды электрических разрядов, применяемых в ионных приборах.

Темный (или тихий) разряд характеризуется малыми плотностями тока порядка микроампер на квадратный сантиметр и весьма малой плотностью объемных зарядов. Поле, созданное приложенным напряжением, при темном разряде практически не изменяется за счет объемных зарядов, т. е. влиянием последних можно пренебречь. Свечение газа либо невидимо, либо очень слабо, чем и оправдывается название разряда. В ионных приборах, применяемых в радиоэлектронике, темный разряд практически не используется, но он предшествует возникновению других видов разрядов.

Тлеющий разряд. Важное применение имеет тлеющий разряд, для которого характерно свечение газа, напоминающее свечение тлеющего тела. При этом разряде плотность тока достигает единиц и десятков миллиампер на квадратный сантиметр и получаются значительные объемные заряды, существенно влияющие на электрическое поле между электродами. При тлеющем разряде объемный заряд положительных ионов нейтрализует действие отрицательного объемного заряда электронов и почти все приложенное напряжение падает на участке вблизи поверхности катода. Это падение напряжения значительно больше, чем напряжение, необходимое для ионизации, и составляет десятки или сотни вольт. Разряд поддерживается за счет электронной эмиссии катода под ударами ионов.

Основными приборами тлеющего разряда являются стабилитроны — ионные стабилизаторы напряжения, газосветные лампы, тиратроны тлеющего разряда, цифровые индикаторные лампы и декатроны — ионные счетные приборы.

Дуговой разряд, также имеющий применение в ионных приборах, получается при плотностях тока, значительно больших, чем в тлеющем разряде. К приборам дугового разряда относятся газотроны и тиратроны с накаленным катодом, ртутные вентили (экзитроны) и игнитроны, имеющие жидкий ртутный катод.

В дуговом разряде плотность тока может доходить до многих ампер на квадратный сантиметр. Объемные заряды больше, нежели при тлеющем разряде, и сильно влияют на процессы, происходящие в газе. Ток дугового разряда поддерживается за счет термоэлектронной эмиссии накаленного твердого катода или электростатической эмиссии

жидкого ртутного катода. При дуговом разряде падение напряжения сосредоточено также около катода и имеет величину порядка 10—20 *в*. Малое падение напряжения при большом токе — особенность дугового разряда. Этот разряд сопровождается интенсивным свечением газа.

Дуговой разряд может существовать не только в разреженном газе, но и при нормальном или повышенном атмосферном давлении. Известна, например, электрическая дуга — источник света в киноаппаратах и прожекторах.

Искровой разряд имеет большое сходство с дуговым разрядом. Он представляет собой кратковременный (импульсный) электрический разряд при сравнительно высоком давлении газа, например при нормальном атмосферном. Если искра наблюдается длительное время, то она представляет собой ряд импульсных разрядов, следующих друг за другом. Существует несколько видов искровых разрядов. Некоторые из них используются в искровых разрядниках, служащих для кратковременного замыкания тех или иных цепей.

Высокочастотные и сверхвысокочастотные разряды могут возникать под действием переменного электромагнитного поля даже в случае, если в газе нет токоподводящих электродов (безэлектродный разряд).

Коронный разряд получил применение в ионных приборах для стабилизации напряжения. Он наблюдается при сравнительно больших давлениях газа в случаях, когда хотя бы один из электродов имеет очень малый радиус кривизны (острие, заостренный край, тонкая проволочка и т. п.). Тогда поле между электродами получается весьма неравномерным и около заостренного электрода, называемого коронирующим электродом, напряженность поля резко увеличена. Коронный разряд возникает при напряжении порядка сотен или тысяч вольт и характеризуется токами от единиц микроампер до 1 *ма*.

Разрядный промежуток при коронном разряде имеет две характерные области: коронирующий слой около коронирующего электрода и остальную часть, называемую внешней областью. В коронирующем слое происходят возбуждение и ионизация атомов и наблюдается свечение газа. Обычно коронирующим электродом является анод. На границе коронирующего слоя и внешней области возникают свободные электроны за счет объемной ионизации газа световыми квантами (фотонами), источником которых служит коронирующий слой. Лавинообразный поток электронов движется к аноду и на своем пути производит возбуждение и ионизацию атомов.

Во внешней области, которая остается темной, ионизация и возбуждение атомов не совершаются вследствие малой напряженности поля, а происходит лишь движение частиц, имеющих заряд того же знака, что и у коронирующего электрода. Например, в случае коронирующего анода во внешней области ток представляет собой движение положительных ионов.

Поскольку при коронном разряде возбуждение и ионизация происходят только в части разрядного промежутка, этот вид разряда считают неполным пробоем газа (полным пробоем является искровой или дуговой разряд). При увеличении напряжения ток коронного разряда растет, коронирующий слой расширяется и в конце концов разряд переходит в искровой, если давление газа значительное, или в тлеющий, если давление низкое.

11-3. ТЛЕЮЩИЙ РАЗРЯД

Рассмотрим тлеющий разряд между плоскими электродами (рис. 11-1). При отсутствии разряда, когда объемных зарядов нет, поле однородно и распределение потенциала между электродами получается по линейному закону (кривая *1* на рис. 11-1). В электронном (вакуумном) приборе при наличии эмиссии существует отрицательный объемный заряд. Под влиянием этого заряда вблизи катода создается потенциальный барьер. Кривая распределения потенциала «прогибается» вверх (кривая *2* на рис. 11-1). Отрицательный объемный заряд препятствует получению большого анодного тока.

В ионном приборе с тлеющим разрядом за счет большого количества положительных ионов создается положительный объемный заряд. Он вызывает изменение потенциала в пространстве анод — катод в положительную сторону. Потенциальная диаграмма «выгибается» вниз (кривая *3*). Чем больше ток, тем больше положительных ионов, тем больше созданный ими объемный заряд и тем сильнее отклоняется распределение потенциала от линейного закона. На рис. 11-1 кривые *3*, *4* и *5* показывают распределение потенциала для тлеющего разряда при различных токах.

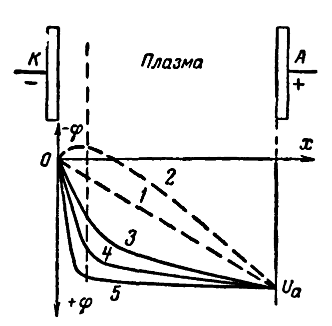


Рис. 11-1. Распределение потенциала между электродами при отсутствии разряда (*1*), в электронном приборе (*2*) и при тлеющем разряде (*3*, *4*, *5*).

Как видно, в ионном приборе распределение потенциала таково, что почти все анодное напряжение падает в тонком слое газа около катода. Эта область называется **катодной частью разрядного промежутка** или областью катодного падения потенциала, или областью катодного падения. Ее протяженность не зависит от расстояния между электродами. Поскольку в ней вдоль малого расстояния имеется значительное падение напряжения, то напряженность поля здесь велика.

Облако положительных ионов создает около катода сильное ускоряющее поле. Анод как бы приближается к катоду. Роль анода выполняет «нависшее» над катодом ионное облако с большим положительным зарядом. В результате действие отрицательного объемного заряда компенсируется. Потенциального барьера около катода нет, а, наоборот, здесь имеется ускоряющее поле.

Вторая часть разрядного промежутка, имеющая обычно бóльшие размеры, нежели область катодного падения, характеризуется небольшим падением напряжения. Напряженность поля в ней мала. Ее называют областью **газовой** или **электронно-ионной плазмы**. Из нее выделяют еще часть, прилегающую к аноду и называемую **анодной частью разрядного промежутка**, или областью анодного падения потенциала. А область между катодной и анодной частями называют **столбом разряда**. Анодная часть не имеет важного значения, и поэтому будем рассматривать столб разряда и анодную часть как одну область плазмы.

Плазма — это сильно ионизированный газ, в котором количество электронов и ионов практически одинаково. В плазме беспорядочное (тепловое) движение частиц преобладает над их направленным движением. Но все же электроны движутся к аноду, а ионы — к катоду.

Скорость ионов гораздо меньше скорости движения электронов. Силы поля, действующие на электроны и ионы, одинаковы и лишь противоположны по направлению, так как заряды этих частиц равны, но обратны по знаку (напомним, что сила, действующая на заряд e, равна $F = eE$, где E — напряженность поля). Но масса иона в тысячи раз больше массы электрона. Даже у самого легкого газа водорода масса положительного иона в 1 840 раз превышает массу электрона. Поэтому ионы получают соответственно меньшие ускорения и приобретают относительно малые скорости. По сравнению с электронами ионы почти неподвижны.

Следовательно, ток в ионных приборах практически есть перемещение электронов, как и в электронных приборах. Доля ионного тока весьма мала и ее можно не принимать во внимание. Но ионы выполняют другую важную задачу. Они создают положительный объемный заряд, который компенсирует отрицательный объемный заряд и, уничтожая потенциальный барьер около катода, способствует получению значительных токов при сравнительно невысоких напряжениях.

Область катодного падения напряжения играет важную роль в ионном приборе. Проникшие из плазмы в эту область ионы получают здесь ускорение, так как напряженность поля велика. Ударяя в катод с большой скоростью, ионы выбивают из него электроны. Этот процесс необходим для поддержания разряда. Если скорость ионов недостаточна, то электронной эмиссии не получится и разряд прекратится.

Вылетевшие из катода электроны в области катодного падения также сильно ускоряются и влетают в плазму с большой скоростью, достаточной для ионизации атомов газа. Именно в области катодного падения электроны приобретают необходимую энергию для ионизации газа в плазме. Электроны сталкиваются с атомами газа в различных частях плазмы. Поэтому ионизация происходит во всем ее объеме. Вместе с тем в плазме совершается и рекомбинация.

Следует иметь в виду, что только очень малая часть ионов, возникших в плазме, участвует в процессе электронной эмиссии катода. При своем движении через плазму подавляющее большинство ионов рекомбинирует с электронами и не доходит до катода. Если тлеющий разряд находится в установившемся состоянии, то количество ионов, достигающих катода в течение одной секунды, таково, что они выбивают из катода столько же электронов, сколько их было выбито за предыдущую секунду. Эти вновь выбитые электроны создают в плазме такое же количество ионов, какое получалось там в течение предшествующей секунды, и тогда снова определенная малая часть этих ионов дойдет до катода и выбьет за 1 *сек* прежнее количество электронов. Подобный процесс повторяется каждую секунду и поэтому будет существовать тлеющий разряд при определенном значении тока.

Кривая распределения потенциала в промежутке анод — катод изображена на рис. 11-1 упрощенно. Кроме того, оказывается, что катодная часть тлеющего разряда состоит из нескольких областей — светящихся и темных. Однако их трудно наблюдать в технических ионных приборах. Практически при возникновении тлеющего разряда появляется свечение газа около катода. С увеличением тока оно уси-

ливается, расширяется и при значительных токах распространяется на всю плазму.

Тлеющий разряд существует при условии, что напряжение между электродами не ниже определенной величины. Если напряжение недостаточно, то ионы, ударяя в катод, не выбивают из него электроны. С повышением напряжения темный разряд переходит в тлеющий при напряжении, которое называют напряжением возникновения тлеющего разряда или напряжением зажигания ($U_в$). Последнее название наиболее распространено, хотя и не совсем правильно.

Напряжение возникновения разряда $U_в$ зависит от рода газа, его давления, материала электродов и расстояния между ними. При катоде с активированной поверхностью $U_в$ уменьшается. Влияние давления газа p и расстояния между электродами d на величину $U_в$ показывает рис. 11-2. Он изображает зависимость $U_в$ от произведения pd и называется характеристикой возникновения разряда. Минимальное значение $U_{в.мин}$ соответствует значению произведения pd, которое условно можно назвать оптимальным (наивыгоднейшим). В действительности во многих приборах более выгоден режим, не соответствующий наименьшему $U_в$.

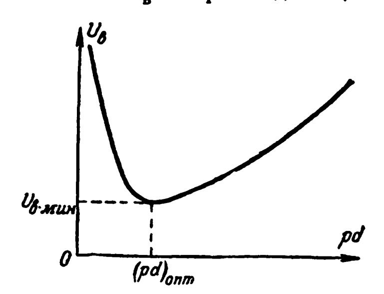


Рис. 11-2. Характеристика возникновения разряда.

Кривую рис. 11-2 объясняют следующие соображения. Пусть расстояние d неизменно. Тогда при очень низком давлении возникновение разряда затруднено тем, что при малом количестве газа происходит слишком мало столкновений электронов с атомами. Возникает слишком мало ионов и они не выбивают из катода достаточное количество электронов. Приходится увеличивать напряжение, чтобы ионы набирали значительную скорость и выбивали из катода больше электронов.

При более высоком давлении электроны, наоборот, слишком часто сталкиваются с атомами. От одного столкновения до другого они проходят недостаточную разность потенциалов и не набирают энергии, необходимой для ионизации. Опять возникает мало ионов. Увеличение напряжения приводит к увеличению энергии электронов и усилению ионизации, т. е. к наступлению условий для возникновения тлеющего разряда. Как видно, и при малом и при большом давлении $U_в$ возрастает. А при некотором среднем давлении $U_в$ минимально.

Если давление газа постоянно, то при очень малом расстоянии между электродами большинство электронов долетает до анода, не сталкиваясь с атомами, и поэтому образуется мало ионов. Для того чтобы ионы выбивали достаточно электронов из катода, нужно увеличить их скорости, т. е. приложить более высокое напряжение. А при большом расстоянии d снижается напряженность поля. Электроны, хотя и сталкиваются на своем пути даже не один раз с атомами, не набирают энергии, нужной для ионизации. Приходится повысить напряжение, чтобы электроны от одного столкновения до другого проходили разность потенциалов, не меньшую, чем напряжение ионизации. Таким образом, при слишком малом и слишком большом расстоянии

между электродами напряжение $U_в$ должно быть повышено. При некотором среднем d величина $U_в$ будет наименьшей. Для каждого газа существует своя характеристика возникновения разряда, по форме подобная кривой рис. 11-2.

Рассмотрим вольт-амперную характеристику тлеющего разряда. Ее снимают с помощью схемы по рис. 11-3. В изображениях ионных приборов на схемах жирная точка внутри баллона показывает наличие газа. Раньше вместо точки делали штриховку баллона. Ионные приборы включаются всегда последовательно с добавочным резистором, который называется ограничительным или балластным ($R_{огр}$). Если его сопротивление очень большое, порядка десятков или сотен мегом, то при напряжении источника в сотни вольт разряд будет темным, поскольку ток не может превысить нескольких микроампер. При значительно меньшем сопротивлении $R_{огр}$ возникает тлеющий разряд, если напряжение источника не меньше $U_в$.

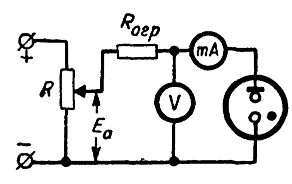


Рис. 11-3. Схема для снятия вольт-амперной характеристики ионного прибора.

Дальнейшее уменьшение $R_{огр}$ может привести к переходу тлеющего разряда в дуговой. Для приборов тлеющего разряда он недопустим. Эти приборы рассчитаны на ток тлеющего разряда, обычно не превышающий десятков миллиампер. При возникновении дугового разряда ток возрастет во много раз (до целых ампер и более), и прибор выходит из строя. Подключение ионного прибора без $R_{огр}$ к источнику, обладающему достаточным напряжением и малым внутренним сопротивлением, приведет к возникновению дугового разряда. Ток будет ограничиваться, главным образом, только внутренним сопротивлением источника, так как сопротивление самого ионного прибора при дуговом разряде весьма невелико. Практически получается короткое замыкание источника, и ток возрастет так быстро, что может произойти взрыв баллона.

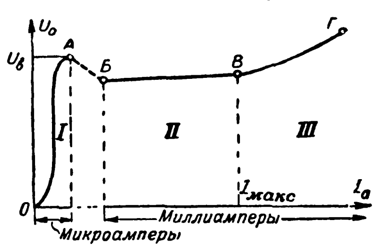


Рис. 11-4. Вольт-амперная характеристика тлеющего разряда.

В схеме рис. 11-3 роль ограничительного резистора в известной степени выполняет верхний участок потенциометра R. Но чтобы в крайнем положении ползунка прибор не оказался подключенным непосредственно к источнику, необходимо еще включить $R_{огр}$.

Поскольку ионный прибор и $R_{огр}$ всегда соединяются последовательно, то напряжение источника $E_а$ равно сумме напряжений на приборе ($U_а$) и резисторе (U_R):

$$E_а = U_а + U_R. \qquad (11\text{-}1)$$

Вольт-амперная характеристика прибора с тлеющим разрядом показана на рис. 11-4. По горизонтальной оси отложен ток, а по вертикальной — напряжение. Конечно, можно поменять оси местами,

т. е. расположить их, как принято для характеристик электронных ламп.

При увеличении напряжения от нуля возникает слабый ток, растущий с возрастанием напряжения. Это — область темного разряда (область *I*), которая не представляет для нас интереса. Ток темного разряда очень мал и масштаб тока для области *I* иной, нежели для остальной части графика.

Точка *А* является точкой возникновения тлеющего разряда. Ей соответствует напряжение $U_в$. Возникновение тлеющего разряда происходит скачком. Минимальный ток, при котором возможен тлеющий разряд, гораздо больше, чем ток темного разряда. Напряжение на приборе также «скачком» несколько понижается (на несколько вольт или даже больше), что объясняется перераспределением подводимого напряжения $E_а$ между внутренним сопротивлением самого прибора R_0 и $R_{огр}$.

При темном разряде R_0 огромно. Оно гораздо больше $R_{огр}$, которое не очень велико, а выбрано таким, чтобы мог происходить тлеющий разряд. Практически все подводимое напряжение $E_а$ при темном разряде приложено к прибору. На $R_{огр}$ падение напряжения от ничтожно малого тока близко к нулю. С возникновением тлеющего разряда ток резко возрастает и создает на $R_{огр}$ заметное падение напряжения. За счет этого напряжение на приборе $U_а$ понижается.

Иначе говоря, после возникновения разряда R_0 резко уменьшается и становится соизмеримым с $R_{огр}$. Напряжение $E_а$ перераспределяется и заметная его часть будет падать на $R_{огр}$, а $U_а$ соответственно уменьшится. Если до возникновения разряда $U_а \approx E_а$, то после возникновения разряда $U_а = E_а - i_а R_{огр}$. При этом $E_а$ непосредственно перед возникновением разряда и после него практически одинаково, так как если $E_а$ почти равно $U_в$, то достаточно незначительного увеличения $U_в$, т. е. небольшого перемещения ползунка потенциометра, чтобы уже возник разряд.

Таким образом, возникновение тлеющего разряда обнаруживается характерными скачками тока вверх и напряжения вниз, что заметно по измерительным приборам. Возникает также свечение газа около катода. На графике рис. 11-4 возникновению разряда соответствует участок *АБ*. Он показан штрихом потому, что его нельзя снять по точкам с помощью измерительных приборов, а можно наблюдать только с помощью осциллографа.

Иногда при снятии вольт-амперной характеристики за $U_в$ ошибочно принимают напряжение в точке *Б*. Однако оно является рабочим напряжением тлеющего разряда. Величина $U_в$ есть наибольшее напряжение, которое удается наблюдать при увеличении напряжения с помощью потенциометра перед тем, как получится скачок напряжения в сторону уменьшения. А положение точки *Б* зависит от сопротивления ограничительного резистора. Чем оно меньше, тем больше ток после возникновения разряда и тем правее расположена точка *Б*.

После возникновения разряда повышение подводимого напряжения $E_а$ сопровождается интересным явлением. Ток растет, а напряжение на приборе увеличивается незначительно, пока ток не превысит значение $I_{макс}$ (точка *В*). Этот режим называется *режимом нормального катодного падения*. Для него характерны прохождение тока через часть поверхности катода и свечение газа лишь у этой части поверхности. При малом токе только небольшая часть поверхности катода является рабочей. С возрастанием тока

рабочая поверхность катода увеличивается пропорционально току и плотность тока у катода $j_к$ остается неизменной. При токе $I_{макс}$ вся поверхность катода становится рабочей и охватывается свечением.

Режим нормального катодного падения используется в стабилитронах. Он объясняется следующим образом. Пусть электроды имеют форму по рис. 11-5, т. е. поверхность катода значительно больше поверхности анода, и в цепь включен ограничительный резистор. В этом случае при увеличении подводимого напряжения после возникновения разряда установится сравнительно небольшой ток. Но тлеющий разряд может быть лишь при условии, что плотность тока на катоде не слишком мала. Только тогда из катода выбивается достаточное количество электронов. Следовательно, разряд сразу не распространяется на всю поверхность катода, чтобы плотность тока не была бы очень малой. Ток проходит только через часть поверхности катода (заштрихована на рис. 11-5). При этом плотность тока оказывается достаточной и тлеющий разряд существует.

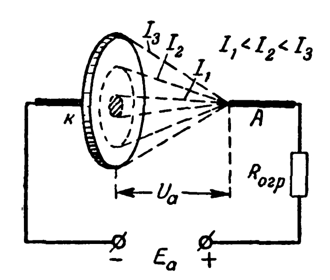


Рис. 11-5. Изменение рабочей площади катода в режиме нормального катодного падения.

Падение напряжения на приборе равно $U_a = i_a R_0$, где R_0 — внутреннее сопротивление прибора постоянному току, т. е. сопротивление ионизированного газа между анодом и рабочей частью поверхности катода. На рис. 11-5 этот «проводник» имеет форму конуса. Если увеличить подводимое напряжение, ток возрастет и пропорционально увеличится рабочая площадь катода. Площадь поперечного сечения газового «проводника» станет большей и сопротивление R_0 соответственно уменьшится. Таким образом, R_0 уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается ток i_a, но произведение $i_a R_0$ остается постоянным. В действительности это произведение все же немного возрастает.

Этот режим возможен до тех пор, пока рабочая площадь катода меньше его полной поверхности. Когда разряд распространится на всю поверхность катода, то при дальнейшем увеличении напряжения E_a ток возрастает, но рабочая площадь катода остается неизменной. Плотность тока на катоде начинает расти. Сопротивление R_0 уже не уменьшается за счет увеличивающейся площади поперечного сечения пропорционально току и произведение $i_a R_0$, т. е. падение напряжения на приборе, возрастает. Такой режим называется р е ж и м о м а н о м а л ь н о г о к а т о д н о г о п а д е н и я (область *III* на рис. 11-4, т. е. участок *ВГ*).

Все же R_0 несколько уменьшается при возрастании тока за счет увеличения проводимости ионизированной газовой среды, так как растет число ионов и электронов в единице объема газа. Но это уменьшение R_0 происходит не пропорционально току, а в меньшей степени и напряжение U_a увеличивается. Усиливается также яркость свечения газа около катода и свечение распространяется все больше на область плазмы. В режиме аномального катодного падения работают газосветные лампы.

Итак, двум видам тлеющего разряда соответствуют области *II* и *III* на рис. 11-4. Если продолжать увеличивать подводимое напряжение, ток и напряжение будут расти и в конце концов скачком возникнет дуговой разряд, который недопустим для приборов тлеющего разряда.

11-4. СТАБИЛИТРОНЫ

Приборами тлеющего или коронного разряда являются стабилитроны или ионные стабилизаторы напряжения (их также называли газоразрядными стабилизаторами или стабиловольтами). Наиболее широко распространены стабилитроны тлеющего разряда, работающие в режиме нормального катодного падения.

Поскольку темный разряд, предшествующий возникновению тлеющего разряда, не используется и не представляет интереса, вольт-амперную характеристику стабилитрона изображают так, как на рис. 11-6, т. е. точку возникновения разряда *А* показывают на вертикальной оси. При снятии характеристики практически это так и получается, потому что миллиамперметр для измерения тока тлеющего разряда не покажет ничтожно малого тока темного разряда.

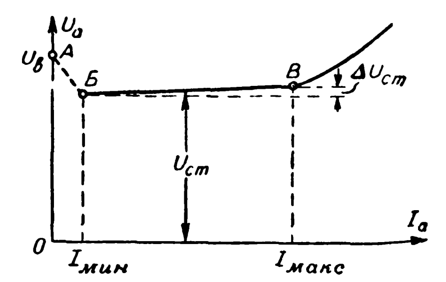


Рис. 11-6. Вольт-амперная характеристика стабилитрона.

Область нормального катодного падения, пригодная для стабилизации, ограничена минимальным током $I_{мин}$ и максимальным $I_{макс}$. При токе, меньшем $I_{мин}$, плотность тока на катоде слишком мала и разряд может прекратиться. Ток $I_{макс}$ либо соответствует началу режима аномального катодного падения, либо при нем достигается предельный нагрев электродов.

Скачок тока при возникновении разряда может быть различным в зависимости от сопротивления резистора $R_{огр}$. Если оно большое, то появляется сравнительно небольшой ток, а если взять малое $R_{огр}$, то возникает большой ток и точка *Б* перемещается к точке *В*. Для стабилизации это невыгодно, так как участок стабилизации напряжения *БВ* сокращается. При малом $R_{огр}$ может произойти скачок тока в область аномального катодного падения, и стабилизации вообще не получится. Таким образом, ограничительный резистор с достаточным сопротивлением необходим по двум причинам: чтобы не произошло чрезмерного возрастания тока (короткого замыкания) и чтобы мог существовать режим стабилизации напряжения.

Чем больше площадь катода, тем шире получается область стабилизации *БВ*, так как $I_{мин}$ остается неизменным, а $I_{макс}$ возрастает пропорционально площади катода.

Поэтому для стабилитронов характерен катод с большой поверхностью. Анод делается малых размеров. Важно только, чтобы он не перегревался от тока $I_{макс}$.

В нашей стране выпускаются двухэлектродные стабилитроны тлеющего разряда с цилиндрическим катодом из никеля или стали.

Вдоль оси расположен анод в виде проволочки диаметром 1—1,5 *мм* (рис. 11-7, *а*). Баллон наполнен смесью двух или трех инертных газов (неон, аргон и гелий) при давлении в десятки миллиметров ртутного столба.

Основными параметрами стабилитрона являются: нормальное рабочее напряжение или напряжение стабилизации $U_{ст}$, соответствующее средней точке области стабилизации, напряжение возникновения разряда $U_в$, минимальный и максимальный ток и $I_{мин}$ и $I_{макс}$. Для снижения напряжения $U_в$ на внутренней поверхности катода имеется проводничок (он показан на рис. 11-7, *а*), уменьшающий расстояние между катодом и анодом. Без него стабилитрон начинал бы работу в более высоко расположенной точке на восходящей (правой) части характеристики возникновения разряда (см. рис. 11-2).

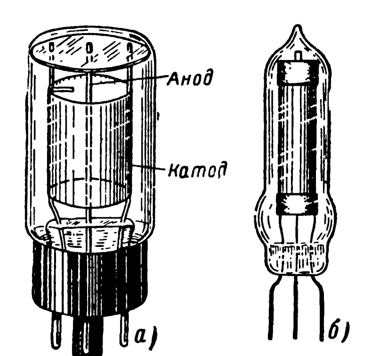


Рис. 11-7. Устройство стабилитронов тлеющего (*а*) и коронного разряда (*б*).

Поверхность катода с внутренней стороны активируется, чтобы легче получалась эмиссия электронов под ударами ионов. Благодаря этому снижается напряжение $U_{ст}$. Практически напряжение $U_в$ превышает напряжение стабилизации $U_{ст}$ не более, чем на 10—20 *в*.

В пределах области стабилизации $U_{ст}$ изменяется на величину ΔU, которая не превышает 2—4 *в*. Работа стабилитрона с током свыше $I_{макс}$ не рекомендуется, так как, во-первых, ухудшается стабилизация вследствие перехода в режим аномального катодного падения, а, во-вторых, прибор перегружается и электроды перегреваются.

Примерами стабилитронов являются СГ1П * на напряжение стабилизации 150 *в* и СГ2П на 105 *в*, СГ2С, СГ3С и СГ4С на напряжения соответственно 75, 105 и 150 *в*, СГ5Б на 150 *в*. Ток $I_{мин}$ у них 5 *ма*, $I_{макс}$ для СГ1П, СГ2П и СГ4С — 30 *ма*, для СГ2С и СГ3С — 40 *ма* и для СГ5Б — 10 *ма*.

Кроме того, выпущены еще многие другие типы стабилитронов тлеющего разряда, в частности на напряжение порядка 1 000 *в* СГ17С, СГ18С и СГ19С.

Стабилитроны могут иметь больше двух электродов и тогда они являются делителями напряжения. В частности, выпускались пятиэлектродные стабилитроны, имевшие четыре разрядных промежутка каждый с $U_{ст} = 70$ *в*. От них можно было получать напряжения 70, 140, 210 и 280 *в*. Электроды стабилитронов-делителей представляют собой коаксиальные цилиндры различных диаметров, вставленные один в другой. Цилиндр с наибольшим диаметром является катодом всего прибора, цилиндр наименьшего диаметра — служит анодом. У промежуточных цилиндров внешняя поверхность служит анодом, внутренняя — катодом. Поэтому внутренние поверхности цилиндров

* Буквы СГ означают «стабилизатор газовый».

активируются. В настоящее время стабилитроны-делители в СССР не производятся.

Выпускаются также стабилитроны коронного разряда. Для них характерны более высокие напряжения, но значительно меньшие токи, нежели у стабилитронов тлеющего разряда. Устройство этих стабилитронов показано на рис. 11-7, *б*. Электроды цилиндрической формы сделаны из никеля. Баллон наполнен водородом, причем напряжение стабилизации зависит от давления газа. Например, у стабилитронов коронного разряда СГ301С и СГ302С давление водорода составляет соответственно около 16 и 80 *мм рт. ст.* Максимальное напряжение $U_в$ равно 480 и 970 *в*, а $U_{ст}$ в диапазоне рабочих токов изменяется в пределах 380—400 и 880—920 *в*. Рабочие токи находятся в пределах 3—100 *мка*. Внутреннее сопротивление переменному току у этих стабилитронов составляет сотни килоом. До возникновения разряда имеется заметный ток утечки, обусловленный проводимостью керамических вставок, на которые в процессе тренировки стабилитрона оседают частицы никеля. Процесс возникновения разряда стабилитронов коронного разряда длится 15—30 *сек*.

В последнее время выпущены стабилитроны коронного разряда на напряжение до десятков киловольт, оформленные в керамических баллонах (СГ305К, СГ306К и др.).

11-5. ПРИМЕНЕНИЕ СТАБИЛИТРОНОВ

Стабилитрон соединяется параллельно с нагрузочным резистором $R_н$, а последовательно включается резистор $R_{огр}$ (рис. 11-8). Нагрузочным резистором является тот или иной потребитель (например, анодные цепи и цепи экранных сеток какого-либо усилителя и т. д.), который нужно питать стабильным напряжением. Напряжение источника E должно быть выше напряжения стабилизации $U_{ст}$ и достаточным для возникновения разряда в стабилитроне.

Рис. 11-8. Схема включения стабилитрона.

Чем выше напряжение E, тем больше должно быть сопротивление $R_{огр}$, и тогда стабилизация сохраняется при изменении E в более широких пределах. Но при большем сопротивлении $R_{огр}$ возрастают потери в нем и к. п. д. схемы снижается. Коэффициент полезного действия получается низким, так как потери мощности в стабилитроне и $R_{огр}$ могут быть бо́льшими, чем полезная мощность в потребителе. Этим объясняется применение стабилитронов только для установок с небольшой мощностью, в которых повышение к. п. д. не имеет такого значения, как в мощных установках. Кроме того, стабилитроны на большие токи имели бы слишком большие размеры, что неудобно.

Стабилитроны наиболее часто применяются в случае, когда сопротивление нагрузки неизменно ($R_н = \text{const}$), а напряжение источника нестабильно ($E = \text{var}$). В таком режиме происходит следующее. Когда напряжение источника повышается, то увеличивается ток стабилитрона и почти все изменение напряжения приходится на долю $R_{огр}$. Напряжение на стабилитроне и на $R_н$ остается почти постоянным и лишь незначительно возрастает, если, конечно, изме-

нение тока стабилитрона не выходит за пределы режима нормального катодного падения. При уменьшении E изменения токов и напряжений происходят в обратную сторону.

Расчет $R_{огр}$, обеспечивающего режим стабилизации, делают по закону Ома. Если напряжение E изменяется в обе стороны от среднего значения $E_{ср}$, то

$$R_{огр} = \frac{E_{ср} - U_{ст}}{I_{ср} + I_{н}}, \tag{11-2}$$

где $I_{ср}$ — средний ток стабилитрона, равный $I_{ср} = \frac{I_{мин} + I_{макс}}{2}$, а $I_{н}$ — ток нагрузки, равный $I_{н} = \frac{U_{ст}}{R_{н}}$.

Величина $E_{ср}$ определяется по максимальному и минимальному значениям напряжения источника как

$$E_{ср} = \frac{E_{мин} + E_{макс}}{2}.$$

Иногда расчет ведут, считая, что напряжение E изменяется от $E_{макс}$ только в сторону уменьшения. Тогда

$$R_{огр} = \frac{E_{макс} - U_{ст}}{I_{макс} + I_{н}}. \tag{11-3}$$

А если считать, что напряжение E меняется только в сторону увеличения от $E_{мин}$, то

$$R_{огр} = \frac{E_{мин} - U_{ст}}{I_{мин} + I_{н}}. \tag{11-4}$$

Величины $R_{огр}$, рассчитанные по приведенным трем формулам, получаются несколько различными.

Надо иметь в виду, что не всегда можно получить стабилизацию при любых пределах изменений напряжения E. Поэтому после расчета $R_{огр}$ следует проверить, сохранится ли стабилизация при изменениях E от $E_{мин}$ до $E_{макс}$. Это проверка делается следующим образом.

При изменении тока стабилитрона от $I_{мин}$ до $I_{макс}$ напряжение на $R_{огр}$ изменяется на величину $\Delta E = R_{огр}(I_{макс} - I_{мин})$. Стабилизация возможна при изменении E не более, чем на ΔE. Следовательно, если $\Delta E < E_{макс} - E_{мин}$, то стабилизация будет только на некоторой части диапазона изменений E, причем эта часть тем меньше, чем меньше ΔE по сравнению с $E_{макс} - E_{мин}$.

Поскольку $I_{макс}$ и $I_{мин}$ для данного стабилитрона являются постоянными, то ΔE пропорционально $R_{огр}$. Но $R_{огр}$ тем больше, чем больше разница между E и $U_{ст}$ и чем меньше $I_{н}$. Таким образом, для стабилизации в более широких пределах необходимо более высокое напряжение источника и возможно меньший ток нагрузки. Но это приводит к снижению к. п. д.

При большом токе нагрузки, когда $R_{огр}$ получается малым, стабилизация происходит в очень узких пределах изменений напряжения E, что невыгодно. Поэтому имеет смысл применять стабилитроны при токах $I_{н}$, не превышающих значительно ток $I_{макс}$.

Результат стабилизации показывает характеристика стабилизации, изображающая зависимость напряжения на стабилитроне U от напряжения E (рис. 11-9). До возникновения разряда в стабилитроне напряжение на нем U растет пропорционально E. При напря-

жении $E_{мин}$ возникает разряд и напряжение на стабилитроне скачком понижается. Наступает режим стабилизации и при увеличении E до значения $E_{макс}$ напряжение U возрастает незначительно. Дальнейшее повышение E дает переход к режиму аномального катодного падения, и стабилизация нарушается.

Эффективность стабилизации оценивают **коэффициентом стабилизации** $k_{ст}$, который показывает, во сколько раз относительное изменение напряжения на стабилитроне $\Delta U_{ст}/U_{ст}$ меньше, чем относительное изменение напряжения источника $\Delta E/E$, т. е.

$$k_{ст} = \frac{\Delta E}{E} : \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}}. \qquad (11\text{-}5)$$

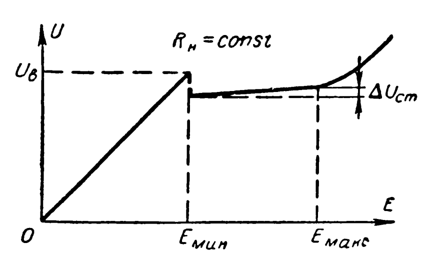


Рис. 11-9. Характеристика стабилизации при изменении напряжения источников.

Практически стабилитрон обеспечивает $k_{ст}$ порядка 10—20. Например, если $k_{ст} = 10$, $E = 200$ *в* и $U_{ст} = 75$ *в*, то при изменении напряжения источника на $\Delta E = 40$ *в*, т. е. на 20%, напряжение на стабилитроне изменится только на 2%, т. е. на 1,5 *в*.

Увеличение коэффициента стабилизации дает каскадное соединение стабилитронов (рис. 11-10). В этой схеме напряжение первого стабилитрона $Л_1$ подается через ограничительный резистор $R_{огр2}$ на второй стабилитрон $Л_2$, параллельно которому присоединен потребитель. Если коэффициенты стабилизации стабилитронов равны $k_{ст1}$ и $k_{ст2}$, то общий коэффициент стабилизации равен:

$$k_{ст} = k_{ст1} k_{ст2}. \qquad (11\text{-}6)$$

Рис. 11-10. Каскадное включение стабилитронов.

При двух стабилитронах $k_{ст}$ получается от 100 до 400. Недостатком схемы является понижение к. п. д., так как потери мощности получаются в двух стабилитронах и двух ограничительных резисторах. Поэтому более двух стабилитронов обычно не включают. Стабилитрон $Л_2$ должен быть на более низкое напряжение, нежели $Л_1$. Расчет $R_{огр1}$ был рассмотрен выше. При расчете $R_{огр2}$ можно напряжение $U_{ст1}$ считать постоянным и вести расчет на ток стабилитрона $Л_2$, лишь немного превышающий его минимальное значение.

Стабилитроны также применяются для стабилизации напряжения при изменяющемся сопротивлении нагрузки и постоянном напряжении источника E. Схема включения в этом случае такая же, как и на рис. 11-8. Расчет $R_{огр}$ проводится прежним методом. Если $I_н$ меняется от минимального значения $I_{н.мин}$, соответствующего $R_{н.макс}$, до максимального значения $I_{н.макс}$, соответствующего $R_{н.мин}$, то можно расчет вести по средним токам

$$R_{огр} = \frac{E - U_{ст}}{I_{ср} + I_{н.ср}}, \qquad (11\text{-}7)$$

где $I_{ср}$ — средний ток стабилитрона, а $I_{н.ср}$ — средний ток нагрузки, определяемый как

$$I_{н.ср} = \frac{1}{2}(I_{н.мин} + I_{н.макс}).$$

При работе схемы общий ток перераспределяется между стабилитроном и нагрузочным резистором. Например, если ток нагрузки возрастает, то ток стабилитрона почти на столько же уменьшается, а напряжение $U_{ст}$ остается почти постоянным. Общий ток также почти не изменяется, а следовательно, и падение напряжения на ограничительном резисторе U_R изменяется незначительно. Так и должно быть, поскольку $U_{ст} + U_R = E = \text{const}$.

Конечно стабилизация возможна при условии, если ток стабилитрона изменяется в пределах от $I_{мин}$ до $I_{макс}$. Изменение тока нагрузки не должно быть бо́льшим, чем наибольшее изменение тока стабилитрона. Таким образом, условием стабилизации во всем диапазоне изменений $I_н$ является неравенство

$$I_{н.макс} - I_{н.мин} \leqslant I_{макс} - I_{мин}. \qquad (11\text{-}8)$$

Можно рассчитывать $R_{огр}$ по максимальному или минимальному току. В частности, если $R_н$ меняется от бесконечности до некоторого конечного значения, следует вести расчет по минимальному току стабилитрона

$$R_{огр} = \frac{E - U_{ст}}{I_{мин} + I_{н.макс}}. \qquad (11\text{-}9)$$

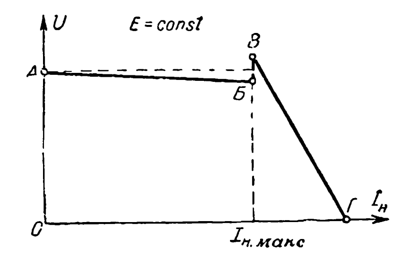


Рис. 11-11. Характеристика стабилизации при изменении сопротивления нагрузки.

Характеристика стабилизации при изменении сопротивления нагрузки дает зависимость напряжения на стабилитроне U от $I_н$ (рис. 11-11). При уменьшении $R_н$ ток $I_н$ возрастает от нуля до $I_{н.макс}$, ток стабилитрона соответственно уменьшается, а напряжение U незначительно понижается (участок $АБ$). Когда ток нагрузки достигает $I_{н.макс}$, ток стабилитрона становится слишком малым и тлеющий разряд прекращается (точка $Б$). Поскольку при этом ток стабилитрона скачком уменьшается до нуля, то скачком понижается падение напряжения на $R_{огр}$, а напряжение U на стабилитроне скачком возрастает (точка $В$).

Дальнейшее уменьшение $R_н$ сопровождается понижением напряжения по линейному закону, так как стабилизации не будет и напряжение E просто делится между $R_{огр}$ и $R_н$. Если $R_н$ уменьшить до нуля, то получится наибольший ток короткого замыкания и $U = 0$ (точка $Г$).

Для повышения напряжения $U_{ст}$ иногда 2—3 стабилитрона соединяют последовательно. Параллельное соединение стабилитронов не применяется. Понизить $U_{ст}$ можно включением последовательно добавочного резистора в цепь нагрузки. Но нельзя этого делать при работе с переменным $R_н$, так как тогда при изменении $I_н$ будет меняться и напряжение $U_н$. Таким образом, в режиме переменной нагрузки можно получать только стабильные напряжения,

на которые рассчитаны стабилитроны, например 75, 105 и 150 *в*, и их комбинации при последовательном соединении стабилитронов.

Стабилитрон имеет различные внутренние сопротивления для постоянного и переменного токов. Величина R_0 при изменении тока меняется от единиц до десятков килоом. Например, у стабилитрона, имеющего $U_{ст} = 150$ *в*, $I_{макс} = 30$ *ма* и $I_{мин} = 5$ *ма*, R_0 меняется соответственно от 5 до 30 *ком*. А внутреннее сопротивление переменному току R_i обычно не превышает сотен ом. Пусть, например, для того же стабилитрона при изменении тока в нем от 5 до 30 *ма* напряжение $U_{ст}$ меняется на 2,5 *в*. Тогда

$$R_i = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I} = \frac{2{,}5}{25} = 0{,}1 \text{ ком} = 100 \text{ ом}.$$

Для переменного тока стабилитрон по своему сопротивлению эквивалентен конденсатору большой емкости (при частоте 50 *гц* сопротивлением 100 *ом* обладает конденсатор емкостью 32 *мкф*). Поэтому применяемые в выпрямителях стабилитроны дают дополнительное сглаживание пульсаций.

Стабилитроны нашли широкое применение в случаях, когда не требуется высокий коэффициент стабилизации. Они также входят в качестве элемента в схемы электронных стабилитронов, являющихся более сложными, но более совершенными.

11-6. ГАЗОСВЕТНЫЕ ЛАМПЫ

Свечение газа при тлеющем или дуговом разряде используется в газосветных лампах. К ним относятся, в частности, люминесцентные лампы (лампы дневного света), в которых для увеличения светового потока используется также свечение люминесцирующего вещества, нанесенного на внутреннюю поверхность баллона. Большинство ионных источников света не имеет отношения к радиотехническим устройствам и мы их не рассматриваем.

В радиоаппаратуре нашли применение неоновые лампы, используемые в качестве индикаторов напряжения и для других целей. Они представляют собой двухэлектродные приборы тлеющего разряда, работающие в режиме аномального катодного падения. Электроды неоновых ламп имеют небольшие размеры, и $R_{огр}$ берется таким, чтобы был режим аномального катодного падения. При увеличении $R_{огр}$ возможен режим нормального катодного падения, но вследствие небольших размеров катода этот режим получается в очень узких пределах изменений тока. Поэтому неоновые лампы не применяют для стабилизации напряжения.

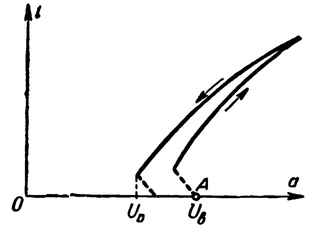


Рис. 11-12. Вольт-амперная характеристика неоновой лампы.

Вольт-амперная характеристика неоновой лампы показана на рис. 11-12. При возникновении разряда (точка *A*) получается скачок тока и напряжения и возникает свечение. Увеличение напряжения

дает рост тока, причем увеличивается плотность тока на катоде и яркость свечения.

Характерно то, что при уменьшении напряжения кривая расположена выше, чем при увеличении напряжения. Получается кривая, напоминающая петлю гистерезиса. Изменения тока отстают от изменений напряжения, и прекращение разряда происходит при более низком напряжении, нежели возникновение разряда ($U_п < U_в$). В момент прекращения разряда происходит уменьшение тока скачком до нуля, а напряжение на лампе скачком повышается, поскольку падение напряжения на $R_{огр}$ скачком уменьшается до нуля и подводимое к цепи напряжение E перераспределяется. Экспериментально $U_п$ следует измерять как наиболее низкое напряжение, получающееся при наличии тока и свечения в лампе (перед самым прекращением разряда).

Разница между $U_п$ и $U_в$ характерна для всех ионных приборов. У неоновых ламп $U_п$ на несколько единиц или даже десятков вольт ниже, чем $U_в$. Эта разница объясняется тем, что перед возникновением разряда газ практически не ионизирован, и для возникновения разряда необходимо более высокое напряжение. Перед прекращением разряда газ ионизирован и разряд существует при более низком напряжении.

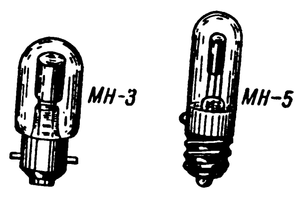


Рис. 11-13. Внешний вид некоторых неоновых ламп.

Неоновая лампа применяется в качестве индикатора постоянного и переменного напряжений. При переменном напряжении разряд возникает в момент, когда мгновенное значение напряжения становится равным $U_в$.

Промышленность выпускает много различных типов неоновых ламп. На рис. 11-13 показан внешний вид некоторых из них. Напряжение $U_в$ у разных типов ламп может быть 60—200 *в*, а иногда и выше. Рабочий ток при нормальном свечении бывает от десятых долей миллиампера до десятков миллиампер. Часто применяемые миниатюрные лампы МН-3 и МН-5 имеют $U_в$ соответственно 65 и 105 *в* и ток 1,0 и 0,2 *ма*.

В последнее время для визуальной индикации постоянного или переменного напряжения выпускается специальный двухэлектродный индикатор ТНИ-1,5 в сверхминиатюрном оформлении. Он имеет катод в виде диска и анод в виде кольца. Баллон наполнен неоном с добавлением 1% аргона. Для этого индикатора требуется питающее постоянное напряжение не менее 160 *в* или переменное не менее 120 *в*. Рабочий ток составляет 1,5 *ма*, падение напряжения на приборе 90 *в*.

11-7. ГАЗОТРОНЫ

Газотроны — это ионные диоды с несамостоятельным дуговым разрядом. Они имеют накаливаемый катод и разряд в них поддерживается за счет термоэлектронной эмиссии катода. Основным назначением газотронов является выпрямление переменного тока. Применяются газотроны двух видов: ртутные с парами ртути под давлением не выше 0,1 *мм рт. ст* и газотроны с инерт-

ным газом в виде аргона или ксеноно-крипотоновой смеси при давлении порядка единиц миллиметров ртутного столба.

У большинства газотронов катод оксидный прямого или косвенного накала. В более мощных газотронах он имеет значительную поверхность. Анод в форме диска, полусферы или цилиндра имеет сравнительно небольшие размеры. На рис. 11-14 изображен в виде примера ртутный газотрон так называемой закрытой конструкции.

В такой конструкции катод окружен специальным тепловым экраном цилиндрической формы (он виден на рис. 11-14), который снижает бесполезные потери энергии на тепловое излучение катода и тем самым позволяет уменьшить расход мощности на накал. Кроме того, экран ослабляет вредную бомбардировку катода ионами. Для газотронов характерно сравнительно низкое напряжение накала (обычно не более 5 *в*). Если применить более высокое напряжение, то может возникнуть дуговой разряд между концами подогревателя, на который будет бесполезно расходоваться энергия источника накала. При таком низком напряжении катоды более мощных газотронов приходится питать большим током.

Рис. 11-14. Внешний вид газотрона.

Преимущество газотронов перед кенотронами заключается в малом падении напряжения на самом газотроне. У ртутных газотронов оно порядка 10 *в*, а в газотронах с инертными газами — порядка 15—20 *в*. Кроме того, это напряжение почти не зависит от тока (при допустимых значениях анодного тока). Поэтому к. п. д. у газотронных выпрямителей получается выше, чем у кенотронных, и он тем больше, чем выше выпрямляемое напряжение. В мощных высоковольтных выпрямителях на газотронах к. п. д. доходит до 99% и выше.

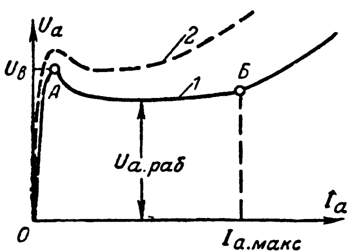


Рис. 11-15. Вольт-амперная характеристика газотрона при нормальном (*1*) и пониженном (*2*) накале.

Вольт-амперная характеристика газотрона снимается с помощью схемы по рис. 11-3. Эта характеристика показана на рис. 11-15. Она напоминает характеристику стабилитрона, но только внешне, так как приборы сильно отличаются друг от друга. До возникновения разряда в газотроне наблюдается чисто электронный ток (участка *OA*), который растет при увеличении напряжения так же, как в обычном вакуумном диоде. Но электронам мешают двигаться атомы газа. Поэтому электронный ток очень мал и практического значения не имеет. Если при снятии характеристики не включен достаточно чувствительный прибор для измерения элек-

тронного тока, то последний остается незаметным и точка возникновения разряда A располагается на оси напряжения.

Возникновение дугового разряда получается при напряжении $U_в$, которое обычно незначительно больше напряжения ионизации. Например, для ртутных газотронов оно порядка 10 *в*. Так как газотрон подобно всем ионным приборам включается обязательно через ограничительный резистор $R_{огр}$, то после возникновения разряда за счет появившегося тока возникнет падение напряжения на $R_{огр}$ и напряжение на газотроне несколько снижается.

При дальнейшем увеличении напряжения $E_а$ ток в газотроне растет, а падение напряжения на нем $U_а$ меняется незначительно, хотя не остается таким постоянным, как в стабилитронах. Об использовании газотрона для стабилизации не может быть и речи, так как напряжение все же изменяется на 10—20%, а иногда и больше и невыгодно получать низкое стабилизированное напряжение при значительных затратах энергии на накал газотрона. Рабочее напряжение на газотроне $U_{а.раб}$ такого же порядка, как напряжение ионизации, т. е. около 10 *в* для ртутных газотронов, около 16 *в* для аргоновых и т. п.

Относительное постоянство напряжения на газотроне получается не за счет режима нормального катодного падения, характерного для приборов тлеющего разряда. В газотронах площадь катода не изменяется, но при возрастании тока сопротивление прибора постоянному току R_0 уменьшается, так как растет количество свободных электронов и ионов. Кроме того, увеличивается и приближается к катоду положительный заряд ионов, что равносильно уменьшению расстояния анод—катод.

В газотроне распределение потенциала в пространстве анод — катод примерно такое же, как в приборах тлеющего разряда (см. рис. 11-1), но величина анодного напряжения меньше и около катода имеется потенциальный барьер, как в электронных лампах.

Если ток в газотроне увеличивать свыше максимального значения $I_{а.макс}$, то падение напряжения на приборе растет (область правее точки $Б$ на рис. 11-18). Подобный режим является недопустимым. При таких больших токах сопротивление R_0 снижается не так значительно и падение напряжения $U_а = I_а R_0$ возрастает. На рис. 11-18 показана штриховой линией вольт-амперная характеристика для пониженного напряжения накала. Она проходит выше, т. е. падение напряжения получается большим. Это объясняется тем, что с понижением накала эмиссия катода уменьшается, в пространстве анод—катод число электронов и ионов становится меньшим, а следовательно, внутреннее сопротивление R_0 возрастает. Тогда при прежних токах $I_а$ падение напряжения будет бóльшим. Иначе говоря, напряжение $E_а$ перераспределяется между R_0 и $R_{огр}$. Поскольку $R_{огр}$ постоянно, а R_0 возросло, то напряжение на последнем увеличится.

На аноде газотрона рассеивается сравнительно небольшая мощность. Вообще мощность потерь в газотроне $P_{пот} = I_а U_а$ невелика, так как напряжение $U_а$ меньше, чем в кенотронах, работающих с тем же током. А мощность, выделяемая на аноде $P_а$, в газотроне еще меньше. Ведь часть энергии движущихся электронов расходуется на возбуждение и ионизацию атомов газа и на более слабые соударения с атомами, не вызывающие их возбуждения. В результате этих процессов газ нагревается и светится. Вследствие того, что $P_а$ мало, анод имеет сравнительно небольшие размеры и его охлаждение не создает затруднений. В кенотронах для охлаждения анода при-

нимают ряд мер (увеличение поверхности, применение ребер, чернение и т. д.). А в газотронах все это нужно в меньшей степени.

Зато работа катода в газотронах оказывается более тяжелой, чем в кенотронах, вследствие бомбардировки катода положительными ионами. Имея сравнительно большую массу, ионы являются «снарядами тяжелой артиллерии» и разрушают оксидный слой, если их скорость превысит допустимое значение. Например, ионы ртути разрушают оксидный катод при скорости, получаемой под действием анодного напряжения свыше 25 *в*. Чтобы от ионной бомбардировки катод не разрушался, нельзя допускать анодное напряжение выше некоторого значения. Это заставляет при работе с газотронами строго соблюдать определенные правила.

Нельзя допускать недокал катода. При недокале сопротивление газотрона R_0 увеличивается и падение напряжения на нем возрастает. Оно может стать слишком большим и, придавая ионам повышенную скорость, вызовет разрушительную бомбардировку катода. Вольт-амперная характеристика газотрона для пониженного накала на рис. 11-18 ясно показывает повышение анодного напряжения при недокале. Пусть, например, с помощью газотрона выпрямляется напряжение с амплитудой 1 000 *в* при токе 1 *а* и в случае нормального накала на сопротивление нагрузки приходится 980 *в*, а на газотрон — 20 *в*. Очевидно, что сопротивление газотрона равно 20 *ом*, а сопротивление нагрузки — 980 *ом*. Если от недокала сопротивление газотрона станет 40 *ом*, то общее сопротивление изменится незначительно (вместо 1 000 *ом* оно будет 1 020 *ом*, т. е. увеличится лишь на 2%). Ток останется почти без изменения, но зато падение напряжения на газотроне возрастет до 40 *в* и положительные ионы будут разрушать катод.

Нельзя перегружать газотрон по току, т. е. допускать анодный ток свыше значения $I_{а.\,макс}$, после которого анодное напряжение возрастает (см. вольт-амперную характеристику). Несоблюдение этого правила приводит к недопустимому увеличению скорости ионов.

Чтобы газотрон не работал с недокалом, следует сначала включить накал, дать катоду разогреться до рабочей температуры и лишь после этого включить анодное напряжение. Одновременное включение цепей накала и анода сокращает срок службы катода газотронов. В газотронных выпрямителях обычно предусматривается включение анодной цепи после разогрева катода либо с помощью отдельного выключателя, либо автоматически с помощью реле времени, осуществляющего необходимую задержку.

Ртутные газотроны требуют соблюдения еще двух дополнительных правил эксплуатации.

Перед включением анодного напряжения ртутные газотроны необходимо прогревать накалом катода в течение определенного времени, чтобы получились пары нужной плотности. В этих газотронах при комнатной температуре количество ртутных паров невелико, так как почти вся ртуть находится в виде капелек в нижней части баллона и на его стенках, где она конденсируется при охлаждении газотрона после выключения.

Когда ртутных паров мало, то получается мало ионов и электронов и внутреннее сопротивление возрастает. Падение напряжения на газотроне будет повышенным и бомбардировка катода ионами станет разрушительной. Если же подогреть газотрон предварительным включением накала, то ртуть испарится и ее паров будет достаточно.

Сопротивление газотрона и падение напряжения на нем станут нормальными. Время предварительного прогрева составляет от нескольких минут для газотронов небольшой мощности до десятков минут для мощных газотронов.

Ртутные газотроны нельзя применять при низких температурах окружающей среды, так как в этих условиях не будут получены пары ртути в достаточном количестве. А малая плотность паров ртути приведет к повышению сопротивления газотрона и падения напряжения на нем, что вызовет разрушительную бомбардировку катода ионами. Допустимая температура окружающей среды для ртутных газотронов установлена от +15 до +35° С.

Как видно, ртутные газотроны менее удобны в эксплуатации, чем газотроны с инертными газами. В последнее время выпускаются газотроны с ксеноно-криптоновой смесью, которые во многих случаях заменяют ртутные газотроны. Достоинствами ртутных газотронов

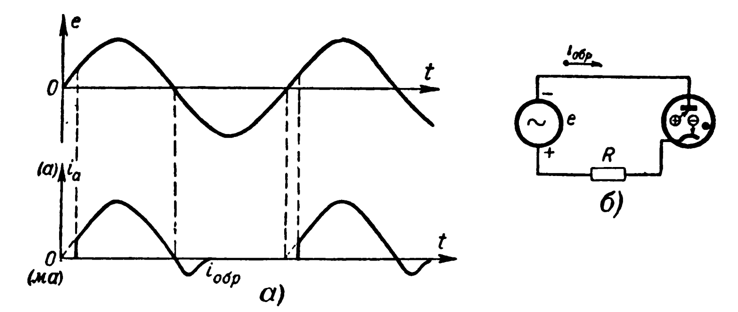


Рис. 11-16. Обратный ток в газотронном выпрямителе (*а*) и схема простейшего выпрямителя с газотроном (*б*).

являются возможность их работы при высоких напряжениях и наименьшее по сравнению с другими газотронами падение напряжения на них.

Работа газотронов в выпрямителях имеет особенности по сравнению с работой кенотронов. В газотронах наблюдается о б р а т н ы й т о к, который отсутствует в кенотронах. Он получается за счет того, что рекомбинация происходит не мгновенно. Когда положительное напряжение на аноде газотрона уменьшается и доходит до нуля, то спадает до нуля и анодный ток (рис. 11-16, *а*). Далее анодное напряжение возрастает в отрицательную сторону и при этом между электродами еще имеются электроны и ионы, так как для их рекомбинации и полной деэлектризации разрядного промежутка требуется время. Положительные ионы притягиваются к отрицательно заряженному аноду и, отнимая от него электроны, превращаются в нейтральные атомы. Расход электронов на нейтрализацию ионов пополняется электронами, которые под действием источника напряжения приходят к аноду по проводу анодной цепи (рис. 11-16, *б*), т. е. в этом проводе создается ток. А электроны притягиваются из плазмы к положительно заряженному катоду и, попадая на него, создают ток в проводе катода.

В анодной цепи появляется обратный ток $i_{обр}$. Его импульс показан на рис. 11-16, *а*. В начале отрицательного полупериода этот ток

отсутствует, так как анодное напряжение равно нулю, т. е. нет поля, вызывающего поступательное движение ионов и электронов. Обратный ток исчезает также в момент, когда заканчивается рекомбинация, хотя в это время существует довольно сильное поле между электродами. Очевидно, что в какой-то средний момент между двумя рассмотренными обратный ток достигает максимального значения. В это время между электродами находится еще достаточное количество ионов и электронов и вместе с тем обратное напряжение имеет уже значительную величину.

Обратный ток тем больше, чем выше амплитуда обратного напряжения, чем выше частота, так как тогда напряжение нарастает быстрее, и чем медленнее происходит рекомбинация. Большее время рекомбинации соответствует более тяжелым газам, у которых ионы значительно массивнее и менее подвижны. Величина $i_{обр}$ зависит и от прямого тока. Чем больше последний, тем большее количество ионов и электронов имеется в плазме в начале отрицательного полупериода и тем сильнее $i_{обр}$. В нормальных условиях обратный ток мал по сравнению с прямым током. Поэтому во многих случаях, в частности при расчетах газотронных выпрямителей, $i_{обр}$ не принимают во внимание. На рис. 11-16, *а* для наглядности $i_{обр}$ показан в увеличенном масштабе.

При некоторых условиях обратный ток может сильно возрасти и вызвать неприятное явление о б р а т н о г о з а ж и г а н и я. Если $i_{обр}$ сравнительно большой и обратное напряжение велико, то ионы, ударяя с повышенной скоростью и в большом количестве в анод, выбивают из него электроны. Они полетят ускоренно к катоду и вызовут ионизацию газа. Если ионизация будет иметь перевес над рекомбинацией, то обратный ток станет нарастать и эмиссия электронов с анода станет увеличиваться. Анод от усиливающейся ионной бомбардировки разогревается и начинает давать термоэлектронную эмиссию. Возникает дуговой разряд при обратной полярности анодного напряжения, который и называют обратным зажиганием. Газотрон теряет вентильные свойства, поскольку дуговой разряд проходит в обоих направлениях.

В простейшей однофазной однополупериодной схеме выпрямителя (рис. 11-16, *б*) обратное зажигание лишь нарушает выпрямляющее действие. А в других выпрямительных схемах, например в двухфазной схеме с нулевой точкой (обычно ее называют двухполупериодной), мостовой схеме и др., получается еще и короткое замыкание трансформатора питания на малое внутреннее сопротивление двух последовательно соединенных газотронов.

Обратное зажигание возникает при повышении выпрямляемого напряжения сверх допустимого значения или при повышении частоты. Для газотронов указывается допустимая амплитуда обратного напряжения при частоте 50 *гц*. Попадание с катода на анод кусочков оксида, легко дающих эмиссию электронов, также является причиной обратного зажигания. В ртутных газотронах обратное зажигание облегчается при увеличенной плотности паров ртути, например вследствие повышенной температуры окружающей среды, вызывающей усиленное испарение ртути. К обратному зажиганию также может привести попадание капелек ртути на анод, что возможно во время транспортировки. Поэтому при первоначальном включении следует ртутные газотроны прогревать более долго, чтобы ртуть с анода испарилась. Эти газотроны должны эксплуатироваться и транспортироваться в вертикальном положении.

На рис. 11-17 даны графики напряжений и токов для выпрямления переменного тока с помощью газотрона. Положительное анодное напряжение сначала растет, доходит до напряжения возникновения разряда, затем скачком уменьшается, далее во время прохождения тока остается почти постоянным (если ток не превысит величину $I_{\text{а. макс}}$) и в конце положительного полупериода уменьшается до нуля. Такое изменение напряжения соответствует вольт-амперной характеристике газотрона. Отрицательная полуволна анодного напряжения (обратное напряжение) имеет обычную форму полусинусоиды. Импульсы анодного тока получаются в виде полусинусоид со срезанной небольшой частью в начале, так как до возникновения разряда тока нет.

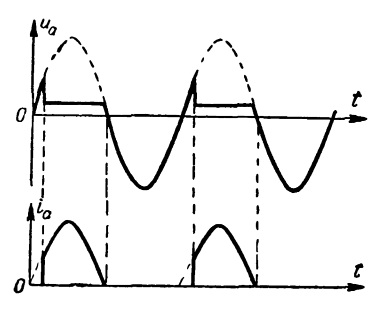


Рис. 11-17. Графики работы газотронного выпрямителя.

Сглаживающие фильтры газотронных выпрямителей должны начинаться не с конденсатора, а с дросселя (рис. 11-18). Это часто пытаются объяснить тем, что конденсатор на входе фильтра увеличивает обратное напряжение примерно вдвое, за счет чего облегчается обратное зажигание. Но газотронные выпрямители, как и любые другие, должны быть рассчитаны так, чтобы обратное напряжение не превышало допустимого значения.

На самом же деле при наличии конденсатора на входе фильтра через газотрон проходят очень большие импульсы зарядного тока, превышающие допустимый ток $I_{\text{а. макс}}$. В этом случае падение напряжения на газотроне чрезмерно возрастает и катод разрушается бомбардировкой ионами, т. е. нарушается одно из правил эксплуатации газотронов. Самый большой импульс зарядного тока получается при включении анодной цепи, когда конденсатор еще не заряжен. В этот момент конденсатор равносилен короткому замыканию и все напряжение источника приложено к газотрону. Чтобы срок службы газотрона резко не сократился, приходится ставить фильтр, начинающийся с дросселя. К сожалению, он не дает повышения постоянной составляющей выпрямленного напряжения и сглаживает пульсации хуже, чем П-образный фильтр.



Рис. 11-18. Сглаживающий фильтр газотронного выпрямителя.

Величинами, характеризующими газотроны, являются напряжение и ток накала, допустимый выпрямленный (постоянный) ток, допустимое обратное напряжение, падение напряжения на газотроне при максимальном токе, время прогрева перед включением анодного напряжения, срок службы и допустимые пределы температуры окружающей среды. Наименование газотронов содержит на первом месте буквы ГР для ртутных приборов или ГГ для газотронов с инертными газами. Далее следует номер, присвоенный данному типу. Затем после тире ставится дробное число. В нем числитель означает макси-

мальный выпрямленный ток в амперах, а знаменатель — максимально допустимое обратное напряжение в киловольтах. Например, ГР1-0,25/1,5 означает: газотрон, ртутный, на выпрямленный ток до 0,25 *а* и обратное напряжение до 1,5 *кв*.

11-8. ТИРАТРОНЫ ДУГОВОГО РАЗРЯДА

Тиратроны, или газонаполненные триоды, применяются значительно шире, нежели газотроны. Рассмотрим тиратроны с накаленным катодом, работающие подобно газотронам в режиме дугового разряда. Они используются для выпрямления переменного тока и как реле в автоматике, телеуправлении, импульсной технике, радиолокации и других областях. По многим свойствам тиратроны сходны с газотронами, но сетка позволяет управлять моментом возникновения разряда. Название тиратрон происходит от греческого слова «тира» — «дверь», подчеркивающего возможность «открывания» тиратрона с помощью сетки.

Рис. 11-19. Тиратрон.

а — устройство (*1* — катод; *2* — тепловой экран; *3* — сетка; *4* — анод); *б* — внешний вид; *в* — изображение на схемах.

Сетка в тиратроне обладает более ограниченным действием, нежели в вакуумных триодах. В последних, изменяя напряжение сетки, можно полностью управлять анодным током, т. е. регулировать его от нуля до максимальной величины. А в тиратроне с помощью сетки можно только отпереть тиратрон, но нельзя изменять анодный ток. После возникновения разряда сетка теряет управляющее действие и тиратрон не отличается по свойствам от газотрона, если не считать некоторого бесполезного тока в цепи сетки. Прекратить разряд в тиратроне можно только понижением анодного напряжения до величины, при которой дуговой разряд не сможет существовать, или разрывом анодной цепи.

По устройству электродов тиратроны сходны с газотронами. Но сетка в тиратронах должна быть такой, чтобы разряд между анодом и катодом происходил только через сетку, а не обходным путем. Сетка сама или в сочетании с тепловым экраном охватывает катод почти со всех сторон. Рабочая часть сетки делается из листового металла с несколькими отверстиями (иногда бывает только одно отверстие), а остальная часть представляет собой экран. На рис. 11-19, *а* и *б* показаны схема устройства электродов тиратрона средней мощности и его внешний вид. Маломощные тиратроны по внешнему виду не отличаются от приемно-усилительных ламп.

Катод и анод в тиратроне работают так же, как в газотроне. Особенности работы и правила эксплуатации газотронов с ртутными парами и инертными газами полностью относятся и к соответствующим тиратронам. Их условные обозначения подобны обозначениям газотронов, но на первом месте ставится буква Т, а не Г. У тиратронов для импульсной работы ставится еще третья буква И, и тогда число, стоящее в числителе дроби, означает ток в импульсе. Например, ТГ1-0,1/1,3 обозначает: тиратрон с наполнением инертными газами на выпрямленный ток до 0,1 *а* и обратное напряжение до 1,3 *кв*. Самые маломощные тиратроны имеют упрощенные обозначения без величины тока и обратного напряжения, но с буквой, характеризующей оформление прибора, как для приемно-усилительных ламп, например сверхминиатюрный тиратрон ТГ1Б.

Роль сетки в тиратроне заключается в том, что при положительном напряжении анода можно держать тиратрон в запертом состоянии с помощью отрицательного напряжения сетки. А при уменьшении этого напряжения или повышении анодного напряжения в тиратроне возникает разряд, т. е. тиратрон отпирается. Чем больше отрицательное напряжение сетки, тем при более высоком анодном напряжении возникает разряд. Это объясняется тем, что при отрицательном сеточном напряжении в промежутке сетка — катод существует тормозящее поле, которое создает высокий потенциальный барьер для электронов, эмиттированных катодом. Электроны не смогут преодолевать этот барьер и пролетать сквозь сетку к аноду. Уменьшение отрицательного потенциала сетки или увеличение анодного напряжения понижает потенциальный барьер на участке сетка—катод. Когда электроны начинают его преодолевать, то они движутся через сетку к аноду, набирают скорость, нужную для ионизации, и возникает дуговой разряд.

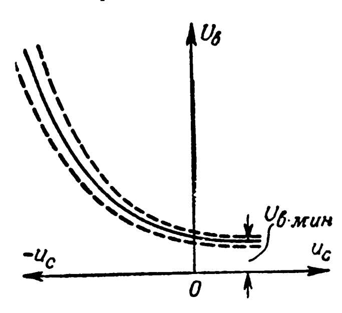


Рис. 11-20. Пусковая характеристика тиратрона («левая»).

Зависимость между анодным напряжением возникновения разряда $U_в$ и напряжением сетки показывает **пусковая характеристика** (или характеристика зажигания) тиратрона (рис. 11-20). Она снимается с помощью такой же схемы, как и для исследования вакуумного триода, но с добавочным ограничительным резистором в анодной цепи. Удобно снимать пусковую характеристику так. Для каждой точки сначала устанавливают анодное напряжение, равное нулю, и некоторое отрицательное напряжение сетки. Затем увеличивают анодное напряжение и замечают его значение при возникновении разряда. Далее понижают анодное напряжение до нуля, снимают следующую точку и т. д.

Пусковая характеристика показывает, что с увеличением отрицательного напряжения сетки повышается анодное напряжение, необходимое для возникновения разряда. Наименьшее напряжение возникновения разряда ($U_{в.\,мин}$) получается при некотором положительном напряжении сетки и примерно равно потенциалу ионизации данного газа (например, около 16 *в* для аргона). После возникновения разряда на тиратроне устанавливается падение напряжения

между анодом и катодом, т. е. рабочее анодное напряжение $U_{раб}$ такого же порядка, как $U_{в.\,мин}$. Увеличение положительного напряжения сетки не понижает существенно $U_{в.\,мин}$. Если $u_c = U_{в.\,мин}$, то дуговой разряд возникает между сеткой и катодом и этот промежуток работает как газотрон независимо от напряжения анода. А для дугового разряда между катодом и анодом все равно нужно анодное напряжение $U_{в.\,мин}$.

Все сказанное относится к наиболее распространенным тиратронам с «л е в о й», или о т р и ц а т е л ь н о й п у с к о в о й х а р а к т е р и с т и к о й, расположенной, главным образом, в области отрицательных сеточных напряжений. Применяются также тиратроны с «п р а в о й», или п о л о ж и т е л ь н о й п у с к о в о й х а р а к т е р и с т и к о й, которая полностью или большей частью располагается в области положительных напряжений сетки

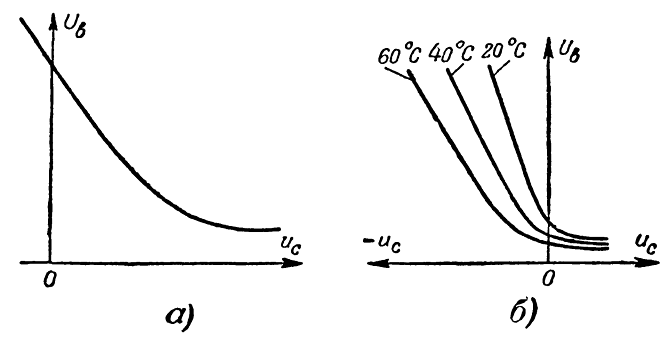


Рис. 11-21. «Правая» пусковая характеристика тиратрона (*а*) и влияние температуры на пусковую характеристику (*б*).

(рис. 11-21, *а*). В этих тиратронах анод сильно экранирован сеткой от катода и его поле почти не проникает к катоду. При отрицательном напряжении сетки возникновение разряда весьма затруднено. Для отпирания тиратрона необходимо подать на его сетку положительное напряжение.

Особенностью тиратронов является непостоянство пусковой характеристики. Если снимать ее несколько раз, то окажется, что она располагается в пределах некоторой п у с к о в о й о б л а с т и. На рис. 11-20 ее границы показаны штриховыми линиями. Следовательно, одному и тому же напряжению сетки соответствуют различные значения $U_в$ и, наоборот, при одном и том же анодном напряжении разряд может возникать при различных напряжениях сетки.

Такая нестабильность объясняется главным образом влиянием температуры. Когда тиратрон включается первый раз, то он не нагрет и давление газа в нем имеет определенную величину. А если тиратрон поработал и разогрелся, то давление газа увеличивается и напряжение $U_в$ понижается. С повышением температуры пусковая характеристика сдвигается влево (рис. 11-21, *б*). Нагрев влияет также на расстояние анод — катод, от которого зависит напряжение $U_в$.

Пусковые характеристики при работе тиратрона с переменным напряжением (например, в выпрямителе) несколько отличаются от с т а т и ч е с к и х п у с к о в ы х х а р а к т е р и с т и к, снятых

на постоянном токе. Это объясняется тем, что при переменном напряжении в тиратроне наблюдается предразрядный (предпусковой) сеточный ток. Он возникает вследствие того, что во время отрицательного полупериода анодного напряжения, когда тиратрон заперт, деионизация происходит не мгновенно, а постепенно и, следовательно, между электродами имеются электроны и ионы. Как известно, это служит причиной возникновения обратного анодного тока. Вместе с тем положительные ионы притягиваются к отрицательно заряженной сетке, образуя в ее цепи предразрядный ток. Этот ток увеличивается за счет термоэлектронной эмиссии сетки, которая особенно возрастает в случае, если на сетку попадает распыляющийся с катода оксид. Чем больше анодный ток и выше частота, тем сильнее предразрядный ток сетки. Наличие этого тока облегчает зажигание тиратрона, т. е. сдвигает его пусковую характеристику влево в область более отрицательных сеточных напряжений.

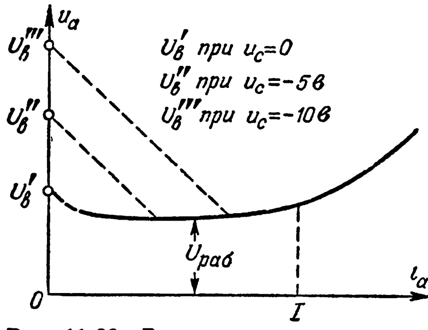


Рис. 11-22. Вольт-амперная характеристика тиратрона.

Все эти факторы и ряд других приводят к нестабильности напряжения $U_в$, что характерно и для всех ионных приборов. Такая нестабильность иногда вынуждает отказываться от ионных приборов в устройствах, в которых требуется четкая и надежная работа, и применять в них электронные лампы.

Влияние сеточного напряжения на отпирание тиратрона показывают вольт-амперные характеристики. На рис. 11-22 изображены такие характеристики для нескольких различных напряжений сетки. После возникновения разряда характеристика получается такой же, как у газотрона (сплошная линия). Но точка отпирания расположена тем выше, чем больше отрицательное напряжение сетки. А при более высоком $U_в$ после отпирания устанавливается соответственно бóльший анодный ток. Рабочее напряжение $U_{раб}$ во всех случаях одно и то же.

Как указывалось, после прекращения разряда сетка теряет управляющее действие. Практически тиратрон нельзя запереть с помощью отрицательного сеточного напряжения [1]. Поэтому тиратрон запирают либо понижением анодного напряжения до напряжения прекращения разряда, которое ниже, чем $U_{раб}$ (в частности, можно уменьшить анодное напряжение до нуля), либо разрывом анодной цепи.

Потеря сеткой управляющего действия при отрицательном напряжении на ней объясняется тем, что вокруг нее образуется слой положительных ионов, нейтрализующий действие отрицательного заряда сетки. После возникновения разряда сетка притягивает из плазмы положительные ионы, которые экранируют сетку. Поле

[1] Запереть его можно только при высоком отрицательном напряжении сетки или при анодном токе, во много раз меньшем, чем нормальный рабочий ток.

заряда сетки ограничивается пространством между сеткой и окружающими ее ионами и практически не влияет на прохождение анодного тока.

На рис. 11-23 показаны проводники сетки, окруженные ионной оболочкой, которая находится в динамическом состоянии. Ионы, коснувшись сетки, отнимают от нее электроны и превращаются в нейтральные атомы, но на смену им к сетке притягиваются из плазмы новые ионы. Если увеличить отрицательное напряжение сетки, то она притягивает больше ионов. Заряд ионной оболочки увеличивается и снова полностью компенсирует действие отрицательного заряда сетки. Таким образом, изменением отрицательного сеточного напряжения нельзя регулировать анодный ток и запереть тиратрон.

При положительном напряжении сетки происходят такие же явления, но к сетке притягиваются не ионы, а электроны. Они образуют отрицательно заряженный слой и нейтрализуют действие положительного заряда сетки.

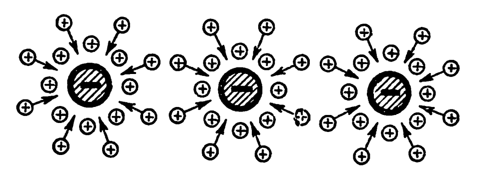


Рис. 11-23. Ионная оболочка вокруг проводов сетки тиратрона.

Поскольку сетка в работающем тиратроне находится в плазме, содержащей большое количество электронов и ионов, то в цепи сетки создается ток при сеточном напряжении любого знака. Если напряжение сетки положительно, то к ней притягиваются электроны и образуется электронный сеточный ток того же направления, как в вакуумных триодах. Но в обычном триоде сетка притягивает электроны, главным образом, из электронного облачка, окружающего катод, а в тиратроне — из находящихся около сетки областей плазмы. Поэтому в тиратроне уже при напряжениях в десятые доли вольта электронный ток сетки очень резко нарастает.

При отрицательном напряжении сетки возникает ионный сеточный ток, имеющий обратное направление по сравнению с электронным током. Положительные ионы притягиваются к сетке и отнимают от нее электроны, т. е. стремятся уменьшить отрицательный потенциал сетки. Но источник сеточного напряжения поддерживает потенциал сетки неизменным. Это происходит за счет того, что по проводу сеточной цепи к сетке приходят электроны. Таким образом, ионный сеточный ток представляет собой движение ионов только внутри тиратрона. Чем больше отрицательное напряжение сетки, тем больше ионов притягивается к ней и тем сильнее ионный ток. Он гораздо меньше электронного тока, так как ионы сравнительно с электронами имеют во много раз бóльшую массу и поэтому малоподвижны.

Сеточный ток является бесполезным и желательно, чтобы он был малым. Для его уменьшения в цепь сетки включают ограничительный резистор R_c с сопротивлением от единиц до сотен килоом. На этом резисторе ток сетки создает падение напряжения того или иного знака в зависимости от направления тока. Поэтому напряжение сетки определяется формулой $u_c = E_c - i_c R_c$, в которой электронный сеточный ток считают положительным, а ионный — отрицательным.

Наличие сеточного ограничительного резистора R_c влияет на возникновение разряда в тиратроне. Это объясняется тем, что предразрядный сеточный ток, являющийся ионным током, создает падение напряжения на R_c и уменьшает отрицательное напряжение сетки по сравнению с напряжением E_c. Тем самым отпирание тиратрона облегчается. Пусковая характеристика, дающая зависимость анодного напряжения отпирания $U_в$ от напряжения E_c, при наличии R_c сдвигается влево, т. е. в сторону более отрицательных сеточных напряжений, и тем сильнее, чем больше величина R_c (рис. 11-24).

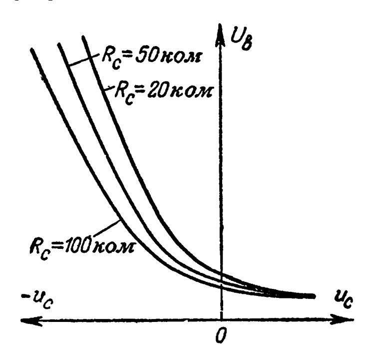


Рис. 11-24. Пусковые характеристики при различных сопротивлениях в цепи сетки.

Наглядное представление о свойствах тиратрона дают его характеристики, показывающие зависимость анодного и сеточного токов от напряжения сетки при постоянных величинах напряжения анодного источника E_a и ограничительного сопротивления в анодной цепи R. Эти характеристики даны на рис. 11-25 для двух значений E_a. Они снимаются с помощью схемы, аналогичной схеме исследования триода. Вначале устанавливают достаточно большое отрицательное напряжение сетки, чтобы при напряжении E_{a1} тиратрон был заперт. Уменьшая отрицательное сеточное напряжение, отмечают отпирание тиратрона (точка A). Сеточное напряжение, соответствующее отпиранию, измеряется перед самым отпиранием, но не после него. При отпирании скачком возникают анодный и ионный сеточный токи (штриховые линии на рис. 11-25).

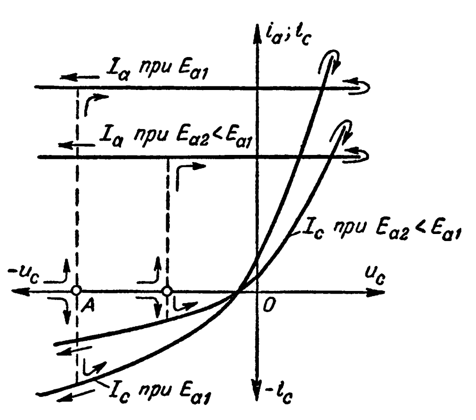


Рис. 11-25. Характеристики тиратрона для анодного и сеточного токов.

Величина анодного тока зависит от E_a и R. Чем больше E_a и чем меньше R, тем больше анодный ток. Изменение сеточного напряжения до нуля, затем в положительную сторону, потом в обратную сторону до значения, при котором происходило отпирание, и, наконец, еще дальше в отрицательную сторону не влияет на анодный ток. Он остается неизменным и не зависит от сеточного напряжения. Это наглядно показывает потерю сеткой управляющего действия после отпирания тиратрона. На рис. 11-25 стрелками указано, в каком порядке снимаются кривые.

Сеточный ток при изменении напряжения сетки изменяется. Увеличение положительного напряжения сетки дает резкое возрастание электронного сеточного тока, а при увеличении отрицательного напряжения сетки растет ионный ток. Характеристика сеточного тока не проходит точно через начало координат. При $u_c = 0$ имеется ток, обусловленный тем, что электроны плазмы вследствие своей большой подвижности попадают на сетку в большем количестве, чем ионы. В образовании этого тока играет также роль контактная разность потенциалов.

Если при том же E_{a1} изменить сопротивление R, то точка отпирания останется на месте, но токи изменятся. Например, при бо́льшем R оба тока станут меньше. Снижение сеточного тока объясняется тем, что при меньшем анодном токе в плазме имеется меньше электронов и ионов и, следовательно, они в меньшем количестве будут притягиваться к сетке. При напряжении E_{a2}, более низком, чем E_{a1}, точка отпирания сдвигается вправо, т. е. отпирание происходит при менее отрицательном напряжении сетки, и токи становятся меньше.

После возникновения разряда на тиратроне независимо от величины тока устанавливается одно и то же сравнительно низкое анодное напряжение. Поэтому неправильно считать, что характеристики по рис. 11-25 соответствуют двум разным анодным напряжениям. Только до отпирания, когда анодные напряжения равны E_{a1} и E_{a2}, они действительно различны.

Иногда на характеристиках рис. 11-25 на горизонтальной оси откладывают не сеточное напряжение, а напряжение сеточного источника E_c (хотя обозначают его по-прежнему u_c), т. е. сумму сеточного напряжения и падения напряжения на сеточном резисторе:

$$E_c = u_c + i_c R_c. \qquad (11\text{-}10)$$

Ток сетки получается тем меньше, чем больше сопротивление резистора R_c. Таким образом, при разных R_c получаются разные кривые сеточного тока. Поскольку R_c ограничивает ток сетки, то при $u_c > 0$ ток уже не нарастает так резко, как это наблюдается при $R_c = 0$.

Применяются также четырехэлектродные тиратроны с экранирующей сеткой, соединенной с катодом, но иногда имеющей вывод. На рис. 11-26, *а* показано схематически устройство тиратрона с экранирующей сеткой, которая является экраном, охватывающим анод. Одно или несколько отверстий в этой сетке сделаны только там, где должен происходить разряд между катодом и анодом.

Экранирующая сетка устраняет возможность возникновения в запертом тиратроне тлеющего разряда между управляющей сеткой и анодом по более длинному пути. Дело в том, что вследствие низкого давления газа в тиратроне напряжение возникновения тлеющего разряда в нем определяется левой ветвью характеристики по рис. 11-2, т. е. это напряжение понижается при увеличении расстояния между электродами. Таким образом, по более длинным обходным путям возникновение разряда облегчается.

В запертом тиратроне не должен возникать тлеющий разряд. Если он возникает, то положительные ионы, притягиваясь к сетке, нейтрализуют действие ее отрицательного заряда и она потеряет управляющее действие, т. е. не сможет держать тиратрон в запертом состоянии. Произойдет возникновение дугового разряда между анодом и катодом. Кроме того, если в цепи сетки сопротивление ограничительного резистора недостаточно велико, то тлеющий разряд между

анодом и сеткой может перейти в дуговой. Экранирующая сетка не допускает возникновения подобных разрядов, а по кратчайшему пути разряд не возникает, так как он требует более высоких напряжений. Вследствие этого тиратроны с экранирующей сеткой могут работать при более высоких анодных напряжениях.

Если экранирующая сетка имеет вывод, то изменение ее напряжения влияет на положение пусковой характеристики. При повышении на этой сетке положительного потенциала отпирание тиратрона облегчается и пусковая характеристика сдвигается влево, т. е. в область более отрицательных напряжений управляющей сетки (рис. 11-26, *б*). Наоборот, при нулевом, а тем более отрицательном потенциале экранирующей сетки пусковая характеристика становится правой. Чем сильнее действие экранирующей сетки, тем

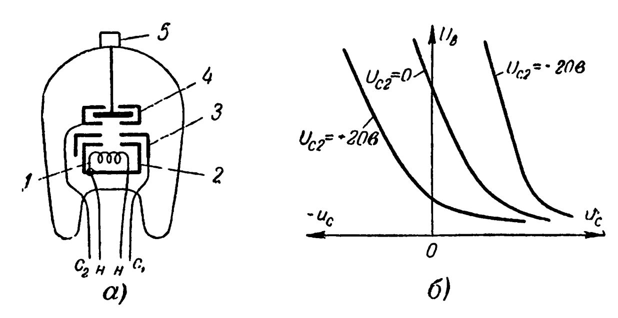


Рис. 11-26. Тиратрон с экранирующей сеткой.

а — принцип устройства (*1* — катод; *2* — тепловой экран; *3* — управляющая сетка; *4* — экранирующая сетка; *5* — вывод анода); *б* — влияние напряжения экранирующей сетки на пусковую характеристику.

слабее действие анода и тем дальше сдвигается пусковая характеристика в область положительных сеточных напряжений.

Недостатком тиратронов, как и всех ионных приборов, является их непригодность для работы на высоких частотах, что объясняется сравнительно большим временем деионизации. Иначе говоря, ионные приборы обладают значительной инерционностью вследствие того, что для рекомбинации и деэлектризации междуэлектродного пространства требуется определенное время.

При некоторой повышенной частоте переменного напряжения, подводимого к аноду, сетка теряет управляющее действие. Пусть, например, на сетке установлено отрицательное напряжение и при подаче на анод переменного напряжения отпирание происходит в момент, когда анодное напряжение достигает определенного значения в соответствии с пусковой характеристикой. Если частота не очень высока, то за время отрицательного полупериода анодного напряжения рекомбинация успеет закончиться и произойдет деэлектризация разрядного промежутка. В начале следующего положительного полупериода тиратрон будет заперт и отпирание его произойдет только тогда, когда анодное напряжение возрастет до прежнего значения. Но при некоторой более высокой частоте к началу следующего положительного полупериода рекомбинация не закончится и вследствие наличия в газе электронов и ионов отпирание произойдет при

более низком анодном напряжении. Сетка не будет правильно выполнять свои функции.

Пусковые характеристики тиратрона при разных частотах переменного анодного напряжения показаны на рис. 11-27. С повышением частоты напряжение возникновения разряда уменьшается и характеристика располагается более полого. А для некоторой критической частоты ($f_{кр}$) пусковая характеристика превращается в горизонтальную прямую, т. е. тиратрон отпирается при минимальном анодном напряжении независимо от напряжения сетки. При этой частоте сетка полностью теряет управляющее действие.

Чем быстрее происходит рекомбинация, тем на более высоких частотах может работать тиратрон без потери сеткой управляющего действия. Для оценки возможности применения тиратронов на тех или иных частотах иногда указывается время восстановления управляющего действия сетки. Оно зависит от рода газа, так как у более легких газов ионы имеют меньшую массу, обладают большей подвижностью и рекомбинируют быстрее. Время восстановления уменьшается при уменьшении размеров электродной системы тиратрона и тока в нем и при увеличении анодного напряжения. У мощных ртутных тиратронов время восстановления превышает 500 *мксек*, а у малых тиратронов с инертными газами оно составляет лишь 10—20 *мксек*.

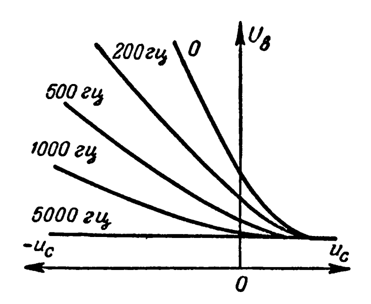


Рис. 11-27. Пусковые характеристики тиратрона при различных частотах.

Ртутные тиратроны могут работать на частотах не выше сотен герц, а тиратроны с инертными газами — на частотах до десятков килогерц. Наиболее быстро рекомбинация происходит в водородных тиратронах. Ионы водорода имеют наименьшую массу и наиболее подвижны. Ранее выпускались также тиратроны с наполнением гелием.

11-9. ТИРАТРОНЫ ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА

В последние годы получили применение тиратроны тлеющего разряда (тиратроны с холодным катодом). Их преимуществом является отсутствие расхода энергии на накал катода, но они не могут быть такими мощными, как тиратроны дугового разряда. Анодный ток у тиратронов тлеющего разряда обычно не более единиц или десятков миллиампер. Эти тиратроны используются в автоматике в релейных и счетных схемах, а также в релаксационных генераторах и других устройствах.

В тиратронах тлеющего разряда между анодом и катодом расположен третий электрод, называемой сеткой, пусковым анодом или поджигающим электродом. На рис. 11-28, *а* и *б* показаны две конструкции электродов тиратрона тлеющего разряда. Расстояния между электродами и давление газа подобраны так, что разряд между сеткой и катодом возникает при более низком напряжении, чем между анодом и катодом, а затем

разряд переходит на анод, если его напряжение имеет достаточную величину. При этом разряд в промежутке сетка — катод характеризуется током порядка единиц или десятков микроампер, а ток главного разряда между анодом и катодом может быть в тысячи раз бо́льшим.

Анодное напряжение $U_в$, при котором возникает разряд в анодной цепи, тем ниже, чем больше ток сетки $i_с$. Это объясняется тем, что при большем токе сетки в промежутке сетка — катод возникает больше ионов и электронов и тогда облегчается возникновение разряда с катода на анод.

Зависимость напряжения $U_в$ от тока $i_с$ (рис. 11-28, *в*) называется **пусковой характеристикой**. При отсутствии тока сетки анодное напряжение возникновения разряда имеет наибольшую величину $U_{в.макс}$. Возрастание тока $i_с$ вызывает снижение $U_в$, сначала резкое, а затем медленное. Однако величина $U_в$ не может стать меньше рабочего падения напряжения $U_{раб}$, которое необходимо для поддержания тлеющего разряда между анодом и катодом. Пусковая характеристика зависит также от рода газа, его давления, формы электродов, их материала и состояния их поверхности.

Рис. 11-28. Устройство тиратронов тлеющего разряда.

а — тиратрон типа МТХ90 (*1* — катод; *2* — анод; *3* — сетка или пусковой электрод); *б* — тиратрон ТХ3Б или ТХ4Б (*1* — анод; *2* — вторая сетка; *3* — первая сетка; *4* — катод); *в* — пусковая характеристика тиратрона.

Ток анода нельзя регулировать изменением напряжения сетки. Его можно прекратить только уменьшением анодного напряжения ниже напряжения прекращения разряда, которое обычно лишь немного меньше, чем $U_{раб}$. Таким образом, в тиратронах тлеющего разряда после возникновения главного разряда в анодной цепи сетка теряет управляющее действие.

Схема включения тиратрона тлеющего разряда в качестве реле показана на рис. 11-29. Напряжение анодного источника $E_а$ должно

быть меньше, чем $U_{в. макс}$, а напряжение $E_с$ — меньше того, которое необходимо для возникновения разряда в промежутке сетка—катод. Резистор $R_с$ служит для ограничения сеточного тока и увеличивает входное сопротивление схемы для источника импульсов, отпирающих тиратрон.

Когда положительный импульс напряжения достаточной величины поступает на сетку, то возникает разряд на участке сетка—катод. Если при этом получается ток сетки необходимой величины, то разряд переходит и на анод. Следовательно, импульс напряжения от маломощного генератора в цепи сетки вызывает значительный ток в резисторе нагрузки $R_н$, включенном в анодную цепь.

Примером тиратрона тлеющего разряда может служить тиратрон ТХ3Б, оформленный в виде миниатюрной лампы с баллоном диаметром 10 *мм* и длиной 40 *мм*, наполненным неоно-аргоновой смесью. Этот тиратрон имеет две сетки. Вторая сетка либо соединяется с первой, либо на нее подается положительное напряжение, влияющее на пусковую характеристику. Напряжение сетки для возникновения разряда на участке сетка—катод составляет 90—110 *в*. Если анодное напряжение равно 150 *в*, то разряд в анодной цепи возникает при токе сетки 5 *мка*, после чего между анодом и катодом устанавливается падение напряжения $U_{раб}$ порядка 110 *в*. Анодный ток имеет величину 0,5—5 *ма*. Время восстановления управляющего действия сетки после прекращения анодного тока в 1 *ма* составляет 100 *мксек*.

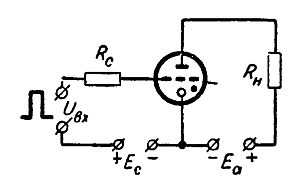


Рис. 11-29. Схема включения тиратрона тлеющего разряда.

Применительно к схеме рис. 11-29 рекомендуется следующий режим: $E_а = 125 - 175$ *в*; $E_с = 90$ *в*; $R_с \geqslant 0{,}5$ *Мом*; $U_{вх} \geqslant 20$ *в*. Тиратрон может работать при температурах окружающей среды от —40 до +60° С и имеет долговечность 1 000 *ч*. После более длительной работы заметно повышаются напряжения и ток сетки, соответствующие отпиранию тиратрона.

В настоящее время выпущен ряд новых типов тиратронов тлеющего разряда в сверхминиатюрном оформлении. Многие из них имеют несколько сеток и предназначены главным образом для выполнения различных логических операций в электронно-вычислительных устройствах (например, ТХ6Г, ТХ8Г, ТХ7Г и др.). Тиратрон ТХ11Г применяется в качестве электрометрического прибора для регистрации малых токов $10^{-11} - 10^{-10}$ *а*.

11-10. ДЕКАТРОНЫ И ЦИФРОВЫЕ ИНДИКАТОРНЫЕ ЛАМПЫ

Название **декатрон** присвоено многоэлектродным приборам тлеющего разряда, предназначенным для счета импульсов, а также для коммутационных и других схем. Эти приборы выпускаются с числом электродов для счета импульсов по десятичной системе, но могут иметь и иное число электродов. Существует много различных типов многоэлектродных приборов тлеющего разряда для счетных и коммутационных устройств. Принцип их работы состоит в том, что каждый подводимый импульс вызывает переход тлеющего разряда с данного электрода на следующий. Такие приборы, обеспечивающие

скорость счета до десятков тысяч импульсов в секунду, сравнительно просты по конструкции и имеют малые габариты. Управляющие импульсы могут иметь различные амплитуду и форму.

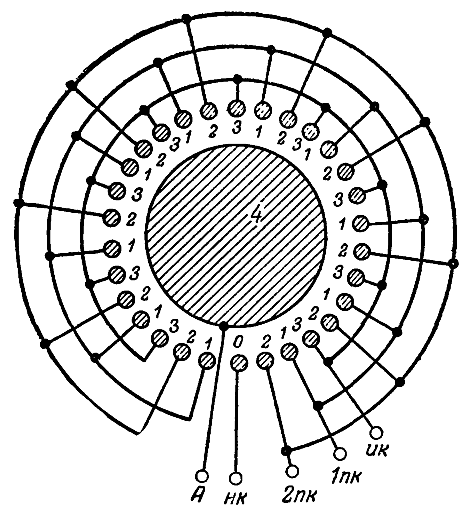


Рис. 11-30. Устройство двухимпульсного декатрона.

Большинство выпускающихся у нас декатронов (например, ОГ1, ОГ2, ОГ4, ОГ5) относятся к двухимпульсным, т. е. управление ими производится с помощью двух импульсов. Принцип устройства таких декатронов изображен схематически на рис. 11-30. Вокруг анода в виде диска (*4*) расположены по окружности три группы катодов (штырьков) по десяти катодов в каждой группе, причем катоды каждой группы чередуются. В первую группу входят индикаторные катоды *ик* (*3*). Девять таких катодов соединены вместе и имеют общий вывод, а десятый катод, называемый «нулевым» *нк* (*0*), делается с отдельным выводом. Во вторую группу входят имеющие общий вывод первые «переносящие» или «переводящие» катоды, иначе называемые первыми подкатодами *1 пк* (*1*). Такое же устройство имеют вторые подкатоды 2 *пк* (*2*). Декатроны оформлены в виде обычных стеклянных ламп с восьмиштырьковым цоколем. Отсчет импульсов производится визуально через купол баллона по свечению газа около того или иного индикаторного катода.

Схема включения двухимпульсного декатрона для счета импульсов дана на рис. 11-31. Здесь же показано схематическое изображение декатронов, на котором каждая группа катодов показана условно в виде одного электрода. Положительный полюс анодного источника $E_а$ с напряжением порядка 400 *в* соединяется через ограничительный резистор с сопротивлением в сотни килоом с анодом. Минус этого источника через нагрузочный резистор $R_н$ соединен с нулевым катодом. Все индикаторные катоды через

Рис. 11-31. Схема включения двухимпульсного декатрона.

кнопку K подключены к минусу $E_а$. На первые и вторые подкатоды через ограничительные резисторы подается положительное смещение порядка десятков вольт. К подкатодам поступают управляющие отрицательные импульсы напряжения прямоугольной формы. Они вырабатываются в специальном управляющем устройстве, к которому подводятся подсчитываемые импульсы. Для каждого импульса, который требуется подсчитать, управляющее устройство вырабатывает два импульса, причем импульс, поступающий на второй подкатод, начинается сразу после окончания импульса, подаваемого на первый катод (рис. 11-31).

В исходном состоянии тлеющий разряд имеется только между анодом и нулевым катодом. Это объясняется тем, что подкатоды имеют положительное смещение и, следовательно, напряжение анод — подкатод ниже, чем напряжение анод — индикаторный катод.

Чтобы разряд проходил именно на нулевой катод, служит кнопка K. Если нажать на момент эту кнопку, то цепь всех индикаторных

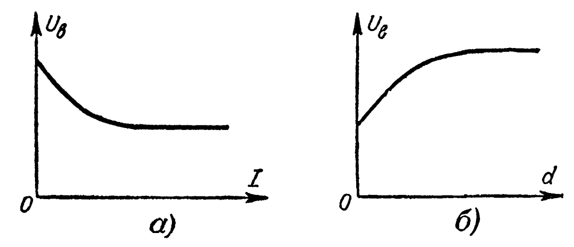


Рис. 11-32. Зависимость напряжения возникновения разряда от тока соседнего штырька (*а*) и расстояния до него (*б*).

катодов, за исключением нулевого, разомкнется и разряд будет возможен только на нулевой катод. Около этого катода имеется область ионизированного газа и наблюдается свечение. Соседний штырек первого подкатода также оказывается в ионизированной области и для него создаются облегченные условия возникновения разряда. Это наглядно показывают графики на рис. 11-32, которые изображают изменение напряжения возникновения разряда $U_в$ на данный катод в зависимости от тока на соседний штырек I и расстояния до этого штырька d. Поэтому, когда на первый подкатод приходит отрицательный импульс и напряжение анод — первый подкатод возрастает, то возникает разряд между анодом и первым штырьком первого подкатода (ближайшим к нулевому штырьку). Ток этого разряда увеличивает падение напряжения на ограничительном резисторе $R_{огр}$, потенциал анода снижается и разряд на нулевой катод прекращается.

Когда приходит второй управляющий импульс на второй подкатод, то разряд переходит на первый штырек этого подкатода, а разряд на первый штырек первого подкатода прекращается. После окончания второго управляющего импульса разряд перебрасывается на первый штырек индикаторного катода, так как в отличие от соседних штырьков подкатодов на этом штырьке нет положительного смещения и, следовательно, между ними и анодом напряжение выше.

Разряд на индикаторный штырек, который соответствует цифре *1*, наблюдается в виде свечения и сохраняется до прихода следующей

пары управляющих импульсов. Эти импульсы так же, как было рассмотрено, переводят разряд последовательно на вторые штырьки сначала первого подкатода, затем второго подкатода и, наконец, индикаторного катода. Третья группа управляющих импульсов переводит таким же образом разряд на третий штырек индикаторного катода через посредство штырьков подкатодов и т. д. Десятая группа управляющих импульсов возвращает разряд на нулевой катод. Его свечение сигнализирует о том, что отсчитаны десять импульсов. Возникающий в цепи этого катода импульс тока создает на $R_н$ импульс напряжения. Через второе управляющее устройство он может привести в действие второй декатрон для отсчета десятков импульсов. Далее, можно установить третий декатрон, отсчитывающий сотни импульсов и т. д.

Особенностью двухимпульсных декатронов является возможность изменять направление переноса разрядов на обратное, если поменять ролями управляющие импульсы, подаваемые на подкатоды. Это позволяет из данного отсчитанного числа импульсов вычесть другое число импульсов. Достоинством этих декатронов также является простота их конструкции, за счет которой получается большая долговечность и высокая надежность работы.

Декатрон ОГ5 имеет следующие основные данные. Напряжение возникновения разряда между анодом и катодом не более 350 *в*, а падение напряжения на этом промежутке во время разряда около 175 *в*. Источник питания $E_а$ должен иметь 450 *в*. Средний ток питания при скорости счета 1 000 *имп/сек* равен 1,1—1,5 *ма*. Постоянное положительное смещение на подкатодах относительно индикаторного катода равно 60±20 *в*. Управляющие отрицательные импульсы, подводимые к подкатодам, должны иметь напряжение порядка 100—120 *в* и длительность 30—50 *мксек*. Внутреннее сопротивление их источника не должно быть более 6 000 *ом*. Выходные импульсы на резисторе $R_н$ в 10—20 *ком* в цепи нулевого катода имеют напряжение 20 *в*.

Средняя скорость счета для декатрона ОГ5 получается порядка 10 000 *имп/сек*. Срок службы декатрона не менее 500 *ч*. Приборы могут работать при температуре окружающей среды от —50 до +60° С. При более низкой скорости счета схема управления двухимпульсным декатроном может быть упрощена. Запускающий импульс прямоугольной формы подается только на первый подкатод, а на второй подкатод тот же импульс подается через задерживающую *RC* цепь.

Получили применение также одноимпульсные декатроны (например, ОГ3), работающие от одного запускающего импульса. Существует несколько различных типов одноимпульсных декатронов. В одном из них имеются четыре группы электродов, часть которых подключается через задерживающие *RC* цепочки, с помощью которых обеспечивается переход разряда в нужном направлении с одного катода на другой. В других конструкциях такой переход осуществляется за счет несимметричной формы самих катодов, и не требуется включения *RC* цепочек. Число групп катодов в этом случае снижается до двух. Одноимпульсные декатроны по сравнению с двухимпульсными имеют более сложную конструкцию и поэтому несколько менее надежны в работе.

Декатроны для целей коммутации, называемые иногда газоразрядными коммутаторами, имеют отдельные выводы от каждого катода. В последние годы были выпущены такие приборы типа А101, А102, А103 и А104. Они могут осуществлять соответственно до 1 000, 10 000, 50 000 и 100 000 переключений в секунду.

Все более широкое применение получают очень удобные для визуального отсчета цифровые индикаторные лампы. Выпущены два типа таких ламп: ИН-1 и ИН-2. В них смонтированы десять катодов, выгнутых из проволоки в виде цифр от 0 до 9. Эти катоды расположены друг за другом с небольшими промежутками примерно в 1 *мм*. От каждого катода сделан отдельный вывод. Анод представляет собой две сетки из тонких проволочек. Одна сетка находится около купола баллона (впереди всех катодов), а другая расположена между средними катодами. Сетки-аноды имеют один общий вывод. При подаче напряжения на тот или иной катод около него возникает свечение газа в виде цифры. Чтобы устранить отражение света от стенок баллона, все электроды окружены черненым экраном. Так как ширина свечения значительно больше толщины проволочек катодов, свечение хорошо видно со стороны купола баллона, несмотря на то, что его немного закрывают электроды, находящиеся ближе к куполу.

Для ламп ИН-1 и ИН-2 напряжение питания должно быть не менее 210 *в*. Падение напряжения на лампе составляет 160 *в*, рабочий ток — от 2 до 3 *ма*.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

12-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВЫХ ПРИБОРАХ

К электроннолучевым приборам относятся электроннолучевые трубки для осциллографии, приема телевизионных изображений (кинескопы) и индикаторных устройств радиолокаторов, для передачи телевизионных изображений, запоминающие трубки для электронно-счетных машин и других устройств, электроннолучевые переключатели для замыкания и размыкания с большой скоростью различных цепей, электронные микроскопы, электронные преобразователи изображений и некоторые другие приборы.

В этих приборах создается тонкий пучок электронов (луч), управляемый с помощью электрического или магнитного поля, а иногда обоими полями одновременно. Многие электроннолучевые приборы служат для получения оптических (видимых) изображений на люминесцирующем экране. Они называются электронографическими.

В этой главе описаны основные типы электроннолучевых трубок, за исключением специальных, в частности электронных микроскопов, электронных преобразователей изображений и передающих телевизионных трубок.

Наиболее подробно освещены широко распространенные осциллографические и приемные телевизионные трубки, к которым близки индикаторные трубки радиолокационных станций.

В зависимости от того, электрическим или магнитным полем осуществляется фокусировка электронного луча, различаются трубки с электрической и магнитной фокусировкой. Аналогично могут быть трубки с электрическим или магнитным отклонением луча. В зависимости от цвета изображения на люминесцирующем экране бывают трубки с зеленым, оранжевым или желто-оранжевым свечением — для визуального наблюдения, синим — для фотографирования осциллограмм, белым — для приема телевизионных изображений. Кроме того, трубки изготовляются с различной длительностью послесвечения, т. е. свечения экрана после того, как в него перестали ударять электроны. Трубки различаются также по размерам экрана, материалу баллона (стеклянные или металло-стеклянные) и другим признакам.

12-2. УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Электроннолучевые трубки с электрическими фокусировкой и отклонением луча, называемые электростатическими трубками, широко применяются в осциллографах и радиолокационных установ-

ках, а также в качестве приемных телевизионных трубок (кинескопов).

На рис. 12-1 показаны принципы устройства простейшей электростатической трубки и ее условное изображение на схемах. Баллон трубки имеет цилиндрическую форму с конусообразным расширением. На внутреннюю поверхность основания конусной части нанесен люминесцирующий экран *ЛЭ* — слой веществ, способных давать свечение под ударами электронов. Внутри трубки расположены электроды, имеющие различные назначения. Выводы электродов, как правило, делаются на штырьки цоколя, расположенного на конце цилиндрической части трубки. Для упрощения на рис. 12-1 показано, что выводы электродов сделаны непосредственно через стекло баллона.

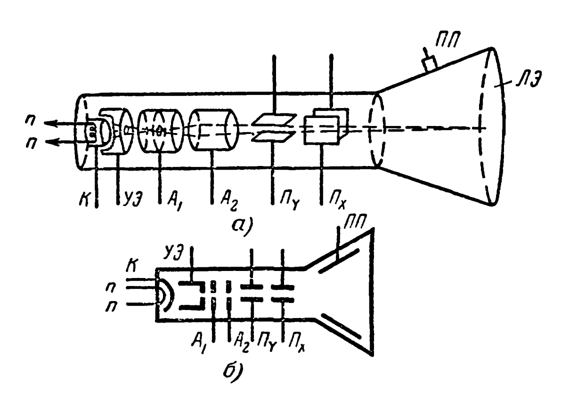


Рис. 12-1. Принцип устройства (*а*) и схематическое изображение (*б*) электростатической электроннолучевой трубки.

Катод *К* у большинства трубок бывает оксидный косвенного накала в виде цилиндра, внутри которого находится подогреватель (*пп*). Вывод катода иногда совмещен с одним выводом подогревателя. Оксидный слой нанесен на донышко катода. Вокруг катода располагается управляющий электрод *УЭ* цилиндрической формы с отверстием в донышке. Этот электрод называют также модулятором, сеткой или цилиндром Венельта. Он служит подобно сетке для управления плотностью электронного потока.

На управляющий электрод подается отрицательное напряжение (обычно порядка нескольких десятков вольт) относительно катода. С увеличением отрицательного напряжения на управляющем электроде все больше электронов возвращается на катод. При некотором отрицательном напряжении на управляющем электроде все электроны возвращаются на катод, т. е. трубка запирается.

Следующие электроды, также цилиндрической формы, являются анодами. В простейшем случае их только два (рис. 12-1). На втором или главном аноде A_2 положительное напряжение бывает от 500 *в* до нескольких киловольт (иногда до 10—20 *кв*), а на первом аноде A_1 напряжение в несколько раз меньше. В некоторых трубках

второй анод делается большего диаметра, чем первый. Внутри анодов обычно имеются перегородки с отверстиями (диафрагмы).

Под действием ускоряющего поля анодов электроны приобретают значительную скорость. Система двух анодов служит также для фокусировки электронного потока. Она осуществляется действием на электронный поток неоднородного электрического поля, находящегося в пространстве между анодами, а также благодаря наличию диафрагм. Более сложные фокусирующие системы состоят не из двух, а из большего числа цилиндров. Ниже будут подробно рассмотрены управление электронным потоком в пространстве между управляющим электродом и катодом и фокусировка этого потока анодами.

Система, состоящая из катода, управляющего электрода и анодов, называется электронным прожектором (электронной пушкой) и служит для создания электронного луча, т. е. тонкого потока электронов, вылетающих с большой скоростью из главного анода в направлении к люминесцирующему экрану.

На пути электронного луча поставлены под прямым углом друг к другу две пары отклоняющих пластин $П_X$ и $П_Y$. Когда на них напряжение равно нулю, то они не влияют на электронный луч. Если же подать на ту или иную пару пластин напряжение, то между пластинами образуется электрическое поле, отклоняющее электронный луч в сторону положительно заряженной пластины. Поле данной пары пластин является для электронов поперечным. В § 2-1 было установлено, что в данном случае электроны движутся по параболическим траекториям, а, выйдя из поля, далее движутся по инерции прямолинейно. Таким образом, под влиянием поля отклоняющих пластин электронный луч получает угловое отклонение. Чем больше напряжение на пластинах, тем сильнее отклоняется луч от первоначального направления и тем больше смещается на люминесцирующем экране светящееся пятно, возникающее от ударов электронов.

Пластины $П_Y$ дают отклонение луча по вертикали и называются пластинами вертикального отклонения, или «пластинами игрек», а пластины $П_X$ являются пластинами горизонтального отклонения, или «пластинами икс».

Одна отклоняющая пластина из каждой пары часто бывает соединена с корпусом (шасси), т. е. имеет нулевой потенциал. Такое включение отклоняющих пластин называется несимметричным. Второй анод обычно также соединяется с корпусом (шасси). Тогда при отсутствии напряжения на отклоняющих пластинах между ними и вторым анодом не будет никакой разности потенциалов и, следовательно, никакого поля, влияющего на электронный луч. Поэтому электроны, выйдя из электронного прожектора, движутся прямолинейно и равномерно.

Поскольку второй анод имеет нулевой потенциал относительно корпуса, то катод должен быть хорошо изолирован от корпуса (шасси), так как он имеет высокий отрицательный потенциал, равный напряжению второго анода. Отсюда следует, что при включенных питающих напряжениях прикосновение к проводам катода, управляющего электрода и цепи накала опасно. При включенном питании нельзя прикасаться к проводам схемы с электроннолучевой трубкой.

Так как на электронный луч могут влиять посторонние электрические и магнитные поля, то трубку обычно помещают в экранирующий чехол из мягкой стали. Поскольку этот экран, как и второй

анод, имеет нулевой потенциал, то между ними не образуется поле, которое могло бы действовать на луч.

Свечение люминесцирующего экрана под ударами электронов объясняется явлением возбуждения атомов вещества экрана. Электроны, ударяя в экран, передают свою энергию атомам экрана и переводят их в возбужденное состояние. В этом случае один из электронов атома переходит на более удаленную от ядра орбиту. При возвращении электрона на нормальную орбиту выделяется квант лучистой энергии (фотон) и, следовательно, наблюдается свечение. Это явление называется катодолюминесценцией, а вещества, дающие свечение под ударами электронов, называют катодолюминофорами или просто люминофорами (иногда фосфорами).

Электроны, попадающие на экран, могут зарядить его до высокого отрицательного потенциала. Если бы это произошло, то создалось бы

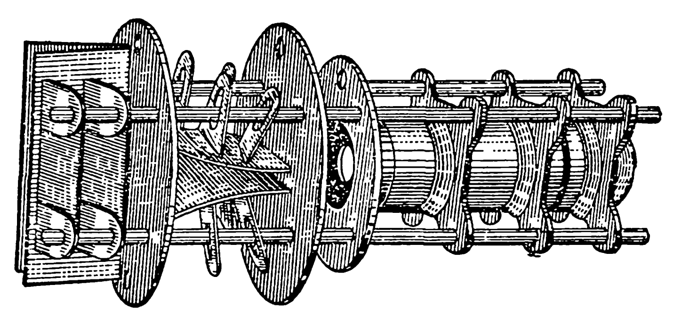


Рис. 12-2. Конструкция электродов трубки.

тормозящее поле, уменьшающее скорость электронов, а следовательно, и яркость свечения экрана. Могло бы даже полностью прекратиться попадание электронов на экран. Необходимо отвести отрицательный заряд с экрана, но так как люминофор является диэлектриком, то он должен обладать вторичной эмиссией. Вторичные электроны, выбиваемые из экрана ударами первичных электронов, летят к проводящему покрытию *ПП*, которое наносится на внутреннюю сторону конусной (а иногда и цилиндрической) части баллона. Проводящее покрытие обычно представляет собой графитовый слой, называемый иначе аквадагом. Оно соединяется со вторым анодом. Иногда это соединение сделано внутри баллона. Благодаря уходу вторичных электронов с экрана последний имеет обычно потенциал, близкий к потенциалу проводящего покрытия. В некоторых трубках имеется отдельный вывод от проводящего покрытия в виде специального контакта на баллоне. В этом случае на покрытие можно подать более высокое напряжение, чем на второй анод, и использовать его в качестве третьего анода. Тогда электроны будут дополнительно ускоряться после отклонения в системе отклоняющих пластин. Подобные трубки называются трубками с послеускорением.

Наличие проводящего покрытия устраняет также возможность образования на стенках баллона отрицательных зарядов от попадающих туда электронов. Эти заряды создали бы дополнительные поля, нарушающие нормальную работу трубки. Если в трубке проводя-

щего покрытия нет, то вторичные электроны уходят с экрана на отклоняющие пластины и главный анод.

Все электроды трубки, т. е. электронный прожектор и отклоняющие пластины, обычно монтируются с помощью металлических держателей и изоляторов на стеклянной ножке трубки (рис. 12-2).

12-3. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Цепи питания электростатической трубки показаны на рис. 12-3, *а*. Постоянные напряжения на электроды обычно подаются от двух источников (выпрямителей): E_1 и E_2. Первый должен давать высокое анодное напряжение при токе не более единиц миллиампер, а источник

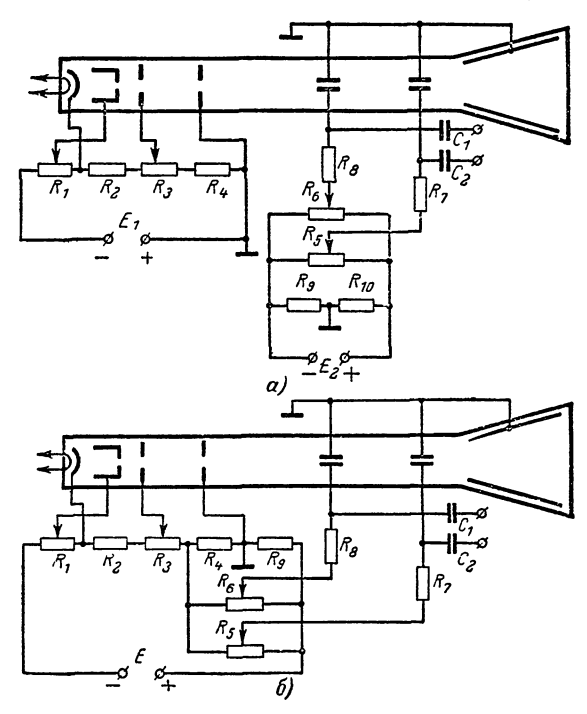


Рис. 12-3. Схема питания электростатической трубки от двух источников (*а*) и от одного источника (*б*).

E_2 рассчитан на напряжение порядка нескольких сотен вольт. От этого же источника обычно питаются и другие каскады, работающие совместно с трубкой. Поэтому он рассчитан на ток порядка десятков миллиампер.

Питание электронного прожектора осуществляется через делитель напряжения, состоящий из резисторов R_1, R_2, R_3 и R_4. Их сопро-

тивления выбираются порядка сотен килоом и более, чтобы делитель потреблял небольшой ток. Сама трубка также потребляет малый ток, в большинстве случаев порядка долей миллиампера.

Потенциометр R_1 является регулятором яркости свечения экрана. С его помощью регулируется отрицательное напряжение на управляющем электроде. Оно снимается с правого участка потенциометра. Увеличение отрицательного напряжения на управляющем электроде уменьшает количество электронов, достигающих экрана, т. е. понижает плотность электронного потока в луче, и яркость свечения уменьшается.

Для регулирования фокусировки электронного луча служит потенциометр R_3, которым можно изменять потенциал первого анода. При этом изменяется разность потенциалов между анодами, а следовательно, и напряженность поля между ними, что приводит к улучшению или ухудшению фокусировки. Если, например, понижать потенциал первого анода, то разность потенциалов между анодами возрастет, поле станет сильнее и его фокусирующее действие увеличится.

Поскольку напряжение первого анода U_{a1} не нужно уменьшать до нуля, в делитель включен резистор R_2. Напряжение U_{a1} также не требуется увеличивать до значения напряжения второго анода U_a. Поэтому в делитель введен резистор R_4. В самой упрощенной схеме питания можно обойтись без R_2 и R_4.

Напряжение второго анода U_{a2} лишь немного меньше, чем напряжение E_1 (на величину падения напряжения на R_1). Следует помнить, что скорость электронов, вылетающих из прожектора, зависит только от напряжения второго анода, но не зависит от напряжений управляющего электрода и первого анода.

Некоторое количество электронов неизбежно попадает на аноды, особенно если они сделаны с диафрагмами. Поэтому в цепях анодов протекают токи. Величина их обычно составляет доли миллиампера. Они замыкаются через источник E_1. Например, электроны тока первого анода движутся в направлении от катода к аноду через правый участок потенциометра R_3 и через R_1 к плюсу источника E_1, далее внутри него и через R_1 к катоду.

Для начальной установки светящегося пятна на экране служат потенциометры R_5 и R_6, на которые подается напряжение от источника E_2. Ползунки этих потенциометров соединены через резисторы R_7 и R_8 с сопротивлением порядка нескольких мегом с незаземленными отклоняющими пластинами. Кроме того, с помощью резисторов R_9 и R_{10}, имеющих одинаковое сопротивление, в схеме питания отклоняющих пластин сделана точка нулевого потенциала, которая заземлена. У потенциометров на концах получаются потенциалы $+\frac{1}{2}E_2$ и $-\frac{1}{2}E_2$, а их средние точки имеют нулевой потенциал. Когда ползунки стоят в средних положениях, то на отклоняющих пластинах напряжение равно нулю.

Перемещая ползунки в ту или другую сторону от среднего положения, можно подавать на отклоняющие пластины различные напряжения, смещающие электронный луч по вертикали или горизонтали. Следовательно, потенциометры R_5 и R_6 являются регуляторами смещения светящегося пятна на экране по осям X и Y и с их помощью можно установить это пятно в любой точке экрана.

На отклоняющие пластины через конденсаторы C_1 и C_2 подается также переменное напряжение, например исследуемое напряжение

в случае применения трубки для осциллографии. Конденсаторы необходимы для того, чтобы отклоняющие пластины не шунтировались по постоянному напряжению внутренним сопротивлением источника переменного напряжения. При малой величине этого сопротивления постоянное напряжение на отклоняющих пластинах резко уменьшилось бы. С другой стороны, источник переменного напряжения иногда дает и постоянное напряжение, которое нежелательно подавать на отклоняющие пластины. Во многих случаях недопустимо также попадание в источник переменного напряжения постоянного напряжения, имеющегося в цепях отклоняющих пластин.

Таким образом, конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными, а резисторы R_7 и R_8 включены для того, чтобы увеличить входное сопротивление отклоняющей системы для источников переменных напряжений. Без таких резисторов эти источники были бы нагружены на значительно меньшее сопротивление, создаваемое только потенциометрами R_5, R_6 и резисторами R_9, R_{10}. Следует иметь в виду, что резисторы R_7 и R_8 не понижают постоянного напряжения, подаваемого на отклоняющие пластины, так как через них не протекают постоянные токи.

Полезным током трубки является ток электронного луча. Электроны этого тока движутся от катода к люминесцирующему экрану и выбивают из последнего вторичные электроны. В установившемся режиме число первичных электронов, попадающих на экран за 1 *сек*, равно числу вторичных электронов, уходящих с экрана за то же время. Вторичные электроны летят на проводящее покрытие и далее движутся в направлении к плюсу источника E_1, а затем через его внутреннее сопротивление и потенциометр R_1 к катоду. Чтобы измерить ток электронного луча, нужно включить микроамперметр или чувствительный миллиамперметр в провод, соединяющий вывод проводящего покрытия с плюсом E_1.

Питание электродов трубки может быть выполнено и по другим вариантам. Например, если необходимо питать только одну трубку без дополнительных каскадов, то достаточен один источник высокого напряжения. В этом случае схема питания может быть проще (рис. 12-3, *б*).

Здесь резисторы R_4 и R_9 берутся с одинаковым сопротивлением и точка их соединения подключается к второму аноду. Таким образом, в данной схеме напряжение источника E равно напряжению второго анода плюс падение напряжения на резисторах R_1 и R_9.

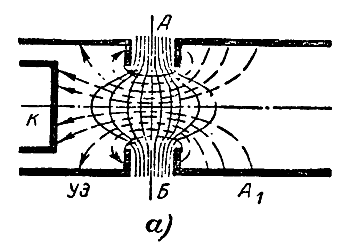
12-4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРОЖЕКТОРЫ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ТРУБОК

Электронный прожектор представляет собой **электронно-оптическую систему**, состоящую из нескольких **электронных линз**. Каждая линза образована неоднородным электрическим полем, вызывающим искривление траекторий электронов, т. е. как бы преломление их подобно преломлению световых лучей в оптических линзах. Электронные линзы, как правило, не только искривляют электронные траектории, но и ускоряют электроны.

Простейший прожектор содержит две линзы. Первая линза, или **линза предварительной фокусировки**, образована катодом, управляющим электродом и первым анодом. На рис. 12-4, *а* изображена картина поля в этой части прожектора для

случая, когда на управляющем электроде отрицательный потенциал не очень велик. В литературе подобные поля обычно изображают с помощью эквипотенциальных поверхностей. Они показаны сплошными линиями, а силовые линии — штриховыми.

Как видно, часть силовых линий от первого анода идет к объемному заряду на среднем участке эмиттирующей поверхности катода, а другая часть их заканчивается на управляющем электроде, который имеет более отрицательный потенциал, нежели катод. Линия *АБ* условно делит поле на две половины. Левая половина поля осуществляет фокусирование потока электронов и придает им значительную скорость. Поле в правой половине также дополнительно ускоряет электроны и несколько рассеивает их. Но рассеивающее действие слабее фокусирующего, так как во второй половине поля электроны движутся с большей скоростью и поле здесь не может значительно искривить их траекторий.



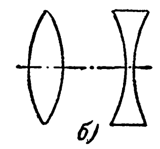


Рис. 12-4. Первая линза электронного прожектора (*а*) и ее оптическая аналогия (*б*).

Рассматриваемое поле в некоторой степени аналогично системе двух линз — собирающей и рассеивающей (рис. 12-4, *б*). При этом собирающая линза сильнее рассеивающей и в целом система является фокусирующей. Однако движение электронных потоков происходит по более сложным законам, нежели преломление световых лучей в линзах.

На рис. 12-5 показаны траектории электронов для крайних электронных пучков, выходящих из рабочей эмиттирующей поверхности. Электроны движутся по криволинейным траекториям. Их потоки фокусируются и пересекаются в некоторой области внутри первого анода. Она называется **первым пересечением** или **скрещением** и имеет очень небольшие размеры. После нее электроны летят расходящимся пучком.

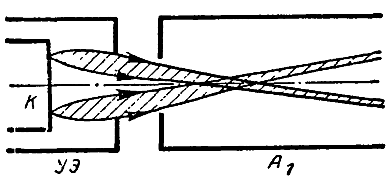


Рис. 12-5. Траектории электронов в первой линзе электронного прожектора.

При увеличении отрицательного напряжения на управляющем электроде повышается потенциальный барьер около катода и все меньшее количество эмиттированных электронов способно его преодолеть. Уменьшается катодный ток, определяемый числом электронов, уходящих с катода, а следовательно, уменьшаются ток электронного луча и яркость свечения экрана. Потенциальный барьер повышается в меньшей степени в центральной части катода, так как на эту часть барьера сильнее влияет ускоряющее поле, проникающее от первого анода через отверстие управляющего электрода. При неко-

тором значении отрицательного напряжения управляющего электрода потенциальный барьер у краев катода повышается настолько, что электроны его уже не преодолевают. Рабочей частью катода остается только его центральная часть. Дальнейшее увеличение отрицательного напряжения уменьшает площадь рабочей части катода и в конце концов сводит ее к нулю, т. е. трубка запирается, так как все электроны возвращаются на катод.

Таким образом, регулирование яркости путем изменения напряжения управляющего электрода связано с изменением рабочей поверхности катода, с которой снимается ток электронного луча.

Рассмотрим фокусировку электронного луча во второй линзе, т. е. в системе двух анодов. Поле между первым и вторым анодами также образует линзу. Она изображена на рис. 12-6, *а* только с помощью силовых линий. Линия *АБ* делит поле на две части. В левую часть поля поступает расходящийся электронный поток, который фокусируется, а в правой части поля происходит рассеивание потока. Но рассеивающее действие слабее фокусирующего, так как скорость электронов в правой части поля выше, чем в левой.

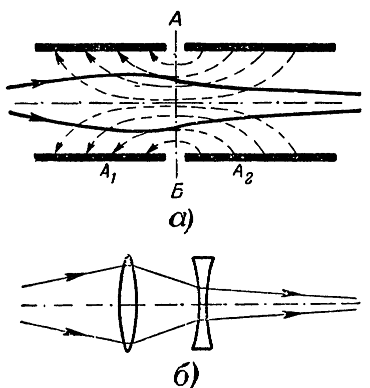


Рис. 12-6. Вторая фокусирующая линза электронного прожектора (*а*) и ее оптическая аналогия (*б*).

Вся линза, подобная оптической системе, состоящей из собирающей и рассеивающей линз (рис. 12-6, *б*), дает эффект фокусировки. Поскольку фокусирование в первой части поля в значительной степени компенсируется рассеиванием во второй части поля, система оказывается длиннофокусной. Это и требуется, так как необходимо сфокусировать электронный пучок на экран, находящийся довольно далеко.

При увеличении разности потенциалов между анодами путем уменьшения напряжения первого анода напряженность поля увеличивается и фокусирующее действие усиливается. Так осуществляется регулирование фокусировки. Принципиально можно регулировать фокусировку изменением напряжения на втором аноде, но это неудобно, так как будет изменяться скорость электронов, вылетающих из прожектора, что приведет к изменению яркости свечения на экране и повлияет на отклонение луча отклоняющими пластинами.

Иногда второй анод делается большего диаметра, чем первый. Тогда напряженность поля во второй его половине меньше, чем в первой, вследствие того, что поле здесь распространено на больший объем. Это обстоятельство также ослабляет рассеивающее действие поля по сравнению с фокусирующим.

Описанный электронный прожектор называют т р и о д н ы м, поскольку катод, управляющий электрод и первый анод подобны электродам триода. Недостатком триодного прожектора является влияние друг на друга регулировок яркости и фокусировки. Изменение потенциала первого анода влияет на яркость, так как этот анод

своим полем воздействует на потенциальный барьер около катода. А изменение напряжения на управляющем электроде сдвигает вдоль оси трубки область первого пересечения электронных траекторий, что нарушает фокусировку.

Кроме того, изменение плотности электронного потока при регулировке яркости изменяет количество электронов, попадающих на первый анод, главным образом за счет перехвата их диафрагмами. Ток первого анода меняется, а так как в его цепь включены резисторы с большими сопротивлениями, то меняется напряжение на нем, что также приводит к расфокусировке. Следует отметить, что попадание электронов на второй анод не создает изменения фокусировки, так как в цепь этого анода не включены резисторы и, следовательно, напряжение на нем не может изменяться.

Значительно лучшие результаты получаются с тетродным прожектором (рис. 12-7, *а*). В нем между управляющим электродом и первым анодом поставлен дополнительный ускоряющий или экранирующий электрод (*Э*), играющий роль экранирующей сетки. Он соединен со вторым анодом и, следовательно, на нем напряжение постоянно. Благодаря экранирующему действию этого электрода изменение потенциала первого анода при регулировании фокусировки практически не изменяет поле у катода.

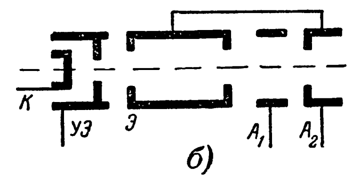


Рис. 12-7. Электронные прожекторы с экранирующим электродом.

Но регулировка яркости все же может влиять на фокусировку из-за того, что изменяется ток первого анода, имеющий значительную величину за счет наличия диафрагм. Поэтому был создан тетродный прожектор с нулевым током первого анода (рис. 12-7, *б*), получивший широкое применение в трубках. Первый анод такого прожектора не имеет диафрагм и поэтому на него электроны не попадают. В некоторых случаях прожекторы делаются еще более сложными. Современные электронные прожекторы обеспечивают получение на экране светящегося пятна с диаметром, не превышающим 0,001—0,002 диаметра экрана.

12-5. ЛЮМИНЕСЦИРУЮЩИЙ ЭКРАН

Для люминесцирующих экранов применяют различные вещества, обладающие свойством катодолюминесценции, т. е. способностью светиться под ударами электронов. Для получения нужной яркости, цвета свечения и длительности послесвечения к основному веществу добавляют активаторы. Ими обычно служат серебро, марганец или медь. Наиболее часто применяемые люминофоры имеют следующие свойства.

Окись цинка обладает малым послесвечением и дает фиолетовое или зеленое свечение. Смесь сернистого цинка и сернистого кадмия дает яркое свечение любого цвета, в частности белого, с послесвечением от долей микросекунды до минут. Длительное послесвечение, необходимое для радиолокационных трубок, достигается применением меди в качестве активатора. Наоборот, активация серебром обеспечивает малое послесвечение в кинескопах.

В трубках для визуального наблюдения встречаются люминофоры из искусственного кремнекислого цинка или естественного (минерал виллемит) с активатором в виде марганца. Они имеют небольшое послесвечение и цвет свечения от зеленого до желто-оранжевого. Сине-фиолетовое свечение с малым послесвечением дают экраны из вольфрамовокислых бария, кальция, магния, кадмия, цинка и стронция (вольфраматы).

Яркость свечения экрана приблизительно пропорциональна квадрату разности потенциалов между экраном и катодом, т. е. резко возрастает при увеличении скорости электронов в луче. Однако существует некоторая минимальная скорость электронов, необходимая для возникновения свечения. Она обычно составляет от десятков до сотен вольт. При меньших скоростях электроны не проникают достаточно глубоко в кристаллическую решетку люминофора. Вообще эта глубина проникновения не превышает 1 *мк* при скоростях электронов в несколько киловольт. Для малых токов луча яркость пропорциональна плотности тока, но с увеличением последней достигается эффект насыщения и яркость уже не возрастает.

Коэффициент полезного действия люминофора, т. е. отношение энергии видимого излучения к общей энергии бомбардирующих электронов, обычно не превышает нескольких процентов. Бо́льшая часть энергии луча расходуется на нагревание экрана, выбивание вторичных электронов и испускание ультрафиолетовых и рентгеновых лучей.

Люминофоры характеризуют с в е т о в о й о т д а ч е й, т. е. величиной силы света в свечах на 1 *вт* мощности электронного луча. Она составляет от десятых долей до единиц свечей на ватт. Световая отдача наибольшая при температуре люминофора от 0 до 60—80° С, с повышением температуры она падает и примерно при 400° С свечение вообще прекращается.

Нарастание свечения экрана, или р а з г о р а н и е люминофора, после начала его бомбардировки электронами происходит не мгновенно́, а в течение некоторого времени. После прекращения бомбардировки наблюдается постепенное з а т у х а н и е л ю м и н е с ц е н ц и и, т. е. п о с л е с в е ч е н и е. В начале затухания получается быстрое уменьшение яркости свечения за время порядка нескольких микросекунд, а затем наступает медленное спадание яркости.

Временем послесвечения принято считать промежуток времени с момента прекращения электронной бомбардировки до момента, когда яркость свечения уменьшится до 1% своего начального значения. Различают очень короткое послесвечение — меньше 10^{-5} *сек*, короткое — от 10^{-5} до 0,01 *сек*, среднее — от 0,01 до 0,1 *сек*, длительное — от 0,1 до 16 *сек* и очень длительное — свыше 16 *сек*.

Важную роль в работе трубки играет вторичная электронная эмиссия люминесцирующего экрана. Коэффициент вторичной эмиссии σ зависит от скорости первичных электронов, которая равна разности потенциалов $U_э$ между экраном и катодом, и достигает максимума

при скорости электронов порядка нескольких сотен вольт, а затем уменьшается.

Свечение экрана будет постоянным, если потенциал экрана не меняется. Это возможно только при условии, что число электронов, поступающих на экран, равно числу вторичных электронов, уходящих с экрана. Такой режим называется установившимся. Отсюда следует, что люминофоры с $\sigma < 1$ непригодны для экранов. Люминофор должен иметь $\sigma > 1$, т. е. зависимость его коэффициента вторичной эмиссии от скорости первичных электронов $U_э$ должна выражаться графиком по рис. 12-8.

Если напряжение главного анода $U_э$ находится в пределах между U_A и U_B, то $\sigma > 1$ и экран обычно имеет в установившемся режиме потенциал лишь на несколько вольт выше потенциала главного анода и соединенного с ним проводящего покрытия. Тогда между экраном и покрытием для вторичных электронов создается слабое тормозящее поле, которое возвращает часть их на экран. Остальная часть благодаря более высоким начальным скоростям уходит на проводящее покрытие. Ток вторичных электронов равен току электронного луча. Таким образом, в этом случае потенциал экрана можно считать практически равным потенциалу проводящего покрытия и главного анода.

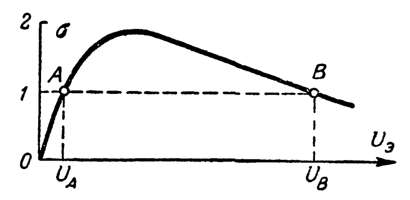


Рис. 12-8. Зависимость коэффициента вторичной эмиссии люминесцирующего экрана от скорости первичных электронов.

Если же $U_а$ выше, чем U_B, то потенциал экрана автоматически устанавливается равным U_B и тогда $\sigma = 1$. Только при этом условии число приходящих первичных электронов равно числу уходящих вторичных. Потенциал U_B является наивысшим возможным для данного люминофора и его называют **предельным**. Для разных люминофоров он равен 5—35 *кв*. Величина предельного потенциала весьма существенна для трубок. Чем она выше, тем больше может быть скорость электронов в луче, а значит, и яркость изображения на экране.

Очевидно, что нет никакого смысла устанавливать $U_а$ выше предельного потенциала U_B, так как скорость электронов при ударе об экран определяется величиной U_B, а не $U_а$. Например, если $U_а = 10$ *кв* и $U_B = 6$ *кв*, то электроны вылетят из анода со скоростью около 10 *кв*, но на пути в тормозящем поле от анода до экрана потеряют 4 *кв* скорости и будут ударять в экран со скоростью 6 *кв*. Но то же было бы при $U_а = 6$ *кв*.

Под влиянием электронной бомбардировки наблюдается «**утомление**» люминофора, т. е. уменьшение световой отдачи. Но после «отдыха» прежнее значение световой отдачи восстанавливается. При длительной эксплуатации трубки возникает необратимое снижение светоотдачи — «**выгорание**» люминофора. Места экрана, которые больше всего бомбардировались электронами, темнеют и уменьшают свои люминесцирующие свойства. Чем больше мощность электронного луча, тем сильнее выгорание люминофора. Увеличение плотности тока в луче влияет на выгорание сильнее, нежели повыше-

ние скорости электронов. Следовательно, для уменьшения выгорания желательно применять более высокое анодное напряжение при соответствующем уменьшении плотности тока в луче.

Следует стремиться иметь на экране изображение с достаточной, но наименьшей яркостью. Нельзя получать на экране неподвижное хорошо сфокусированное пятно, дающее большую яркость свечения, так как это приводит к интенсивному выгоранию экрана. Электронный луч значительной мощности может даже расплавить стекло баллона.

Люминофор экрана сильно разрушается от бомбардировки его отрицательными ионами, которые вместе с электронами выделяются из оксидного катода. В трубках с магнитной фокусировкой и магнитным отклонением ионы испытывают слабое влияние со стороны полей. Поэтому они летят несфокусированным расходящимся потоком и бомбардируют центральную часть экрана, на которой образуется темное «ионное пятно». Для его устранения применяют специальные электронные прожекторы с ионными ловушками (см. § 12-10).

В ионном пятне выгоревшим является поверхностный слой люминофора. Если повысить анодное напряжение, то электроны, получая большую скорость, проникают глубже в люминофор и вызывают там интенсивную люминесценцию. Таким путем удается иногда полностью или частично устранить на некоторое время ионное пятно. Конечно, при этом нельзя превышать допустимое анодное напряжение. В электростатических трубках ионы фокусируются и отклоняются электрическим полем так же, как и электроны. У таких трубок пятно не наблюдается. С течением времени происходит уменьшение коэффициента вторичной эмиссии экрана, а следовательно, и предельного потенциала, что уменьшает возможную яркость свечения.

Улучшение свойств экрана дает покрытие поверхности люминофора со стороны луча алюминиевой пленкой толщиной 1 *мк*, которая играет роль зеркала и создает хорошую проводимость. Металлизированные экраны имеют ряд преимуществ. Вследствие проводимости алюминиевого слоя обеспечивается быстрый уход электронов. Поэтому потенциал экрана может быть много выше, чем предельный потенциал люминофора без металлизации. Высокий потенциал экрана обеспечивает большие скорости электронов, что увеличивает яркость свечения. При этом коэффициент вторичной эмиссии люминофора может быть и меньше 1. Увеличению яркости способствует отражение световых лучей от алюминиевой пленки. Ионы, имеющие сравнительно небольшую скорость, не пробивают алюминиевую пленку, и поэтому ионного пятна не возникает. А электроны, обладая большой скоростью, проникают сквозь металлическую пленку в люминофор, хотя и теряют часть энергии на пробивание пленки.

Металлизированные экраны широко применяются в мощных трубках для проектирования изображений на большой экран и в трубках с экраном больших размеров, работающих с высокими анодными напряжениями. При низких анодных напряжениях применение таких экранов нецелесообразно, так как слишком большая часть энергии электронов будет теряться на пробивание металлической пленки.

Изображение на экране желательно иметь четким и контрастным. Это особенно важно для приемных телевизионных трубок. Однако ряд причин препятствует получению необходимой контрастности изображений.

Прежде всего, контрастность ухудшается за счет попадания на экран внешнего света, так как изображение обычно наблюдается не

в темном помещении. Понижение контрастности и четкости вызывается также наличием ореола в виде светлого кольца, видимого на экране вокруг светящегося пятна. Иногда даже наблюдаются два кольца или больше. Происхождение ореола поясняет рис. 12-9. От пятна лучи идут в различных направлениях. Основная часть их проходит сквозь стекло баллона наружу, а лучи, идущие под значительными углами падения к внешней поверхности стекла, испытывают полное внутреннее отражение, возвращаются к люминесцирующему слою и рассеиваются на нем, образуя первое кольцо ореола. Часть этих лучей снова испытывает полное внутреннее отражение и создает второе кольцо ореола, светящееся более слабо, и т. д.

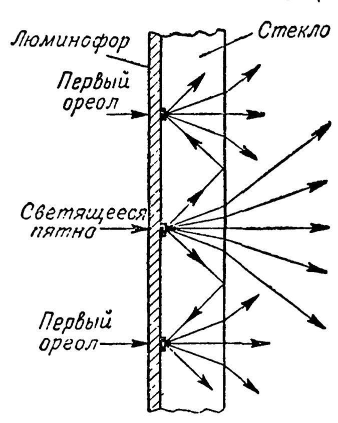


Рис. 12-9. Образование ореола вокруг светящегося пятна.

Заметное снижение контрастности происходит за счет зеркального отражения лучей света от стенок конической части трубки (рис. 12-10, *а*). Проводящее покрытие значительно уменьшает это явление. Для уменьшения засветки экрана от такого отражения коническую часть трубки делают специальной формы (рис. 12-10, *б* и *в*). Полное устранение этого явления достигается при алюминированном экране, так как слой алюминия не пропускает световые лучи внутрь колбы.

Наконец, за счет кривизны экрана происходит непосредственное освещение всего экрана лучами от светящегося пятна (рис. 12-11). Плоский экран этим недостатком не обладает. Но из-за большого атмосферного давления стекло экрана при значительных его размерах

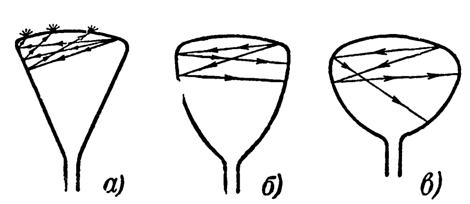


Рис. 12-10. Влияние формы баллона на отражение световых лучей, идущих от пятна на экране.

Рис. 12-11. Засветка сферического экрана лучами от светящегося пятна.

приходится делать выпуклым. У алюминированного экрана такая засветка отсутствует. Слабую люминесценцию экрана могут также вызвать рассеянные электроны, возникающие за счет вторичной или электростатической эмиссии из электродов.

12-6. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЕ ОТКЛОНЕНИЕ ЛУЧА

Отклонение электронного луча и светящегося пятна на экране пропорционально напряжению на отклоняющих пластинах. Коэффициент пропорциональности в этой зависимости называется ч у в с т в и т е л ь н о с т ь ю т р у б к и. Если обозначить отклонение пятна по вертикали через y, а напряжение на пластинах Y через U_y, то можно написать:

$$y = S_y U_y, \tag{12-1}$$

где S_y — чувствительность трубки для пластин Y, т. е. для отклонения по вертикальной оси.

Подобно этому отклонение пятна по горизонтали x равно:

$$x = S_x U_x, \tag{12-2}$$

где S_x — чувствительность трубки для пластин X и U_x — напряжение *на пластинах X*.

Таким образом, чувствительность электростатической трубки есть отношение отклонения светящегося пятна на экране к соответствующему отклоняющему напряжению

$$S_x = \frac{x}{U_x} \quad \text{и} \quad S_y = \frac{y}{U_y}. \tag{12-3}$$

Иначе говоря, чувствительность есть отклонение светящегося пятна на 1 *в* отклоняющего напряжения. Принято выражать чувствительность в миллиметрах на вольт (*мм/в*). Иногда под чувствительностью понимают величину, обратную S_x или S_y.

Формулы, определяющие чувствительность трубки, не означают, что чувствительность обратно пропорциональна отклоняющему напряжению. Если увеличить в 2 раза U_y, то во столько же раз возрастет y, а величина S_y останется без изменения. Следовательно, S_y не зависит от U_y подобно тому, как сопротивление реостата, определяемое по формуле $R = U/I$, не зависит от тока.

У электростатических трубок чувствительность бывает в пределах 0,1—1 *мм/в*. Величина чувствительности зависит от режима работы и некоторых геометрических размеров трубки

$$S_y = \frac{l_{пл} l}{2dU_а}, \tag{12-4}$$

где $l_{пл}$ — длина отклоняющих пластин; l — расстояние от середины пластин до экрана; d — расстояние между пластинами (рис. 12-12) и $U_а$ — напряжение главного анода.

Подобная же формула может быть написана и для S_x.

Данную формулу нетрудно объяснить. С увеличением $l_{пл}$ электрон дольше летит в отклоняющем поле и получает большее отклонение. При одном и том же угловом отклонении смещение светящегося пятна на экране возрастает с увеличением расстояния l. Если же раздвинуть пластины, т. е. увеличить d, то напряженность поля уменьшится и это вызовет уменьшение отклонения. Увеличение напряжения главного анода $U_а$ приводит к уменьшению отклонения, поскольку возрастает скорость, с которой электроны пролетают поле между пластинами.

Отсюда следует и формула (12-4) для чувствительности.

Рассмотрим с помощью формулы (12-4) возможность повышения чувствительности. Увеличение расстояния l имеет свои пределы, так

как чрезмерно длинная трубка неудобна в эксплуатации. Если увеличить длину пластин $l_{пл}$ или уменьшить расстояние между ними d, то нельзя получить значительные отклонения, так как луч будет попадать на пластины. Чтобы этого не произошло, пластинам придают форму по рис. 12-13. Можно увеличить чувствительность, понижая анодное напряжение $U_а$. Но это связано с уменьшением яркости свечения, что во многих случаях недопустимо, особенно при большой

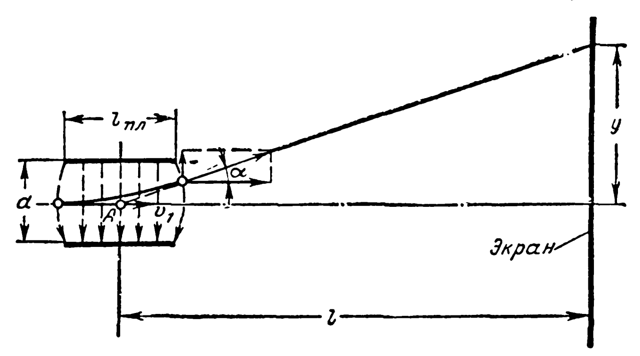


Рис. 12-12. Электростатическое отклонение луча.

скорости движения луча по экрану. Понижение анодного напряжения ухудшает также фокусировку. При более высоком $U_а$ электроны движутся с бо́льшими скоростями и их траектории располагаются ближе к оси трубки. Меньше сказывается взаимное отталкивание между электронами. Электронные траектории, близкие к оси трубки, называются *п а р а к с и а л ь н ы м и.* Они обеспечивают лучшую фокусировку и меньшие искажения изображений на экране.

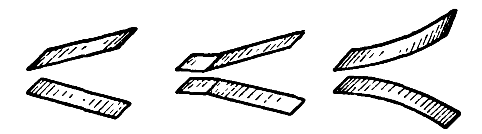


Рис. 12-13. Формы отклоняющих пластин.

Уменьшение яркости свечения при понижении анодного напряжения $U_а$ компенсируется в трубках с послеускорением. В этих трубках электронный прожектор сообщает электронам скорость не более 1—1,5 *кв.* С такой скоростью они проходят отклоняющие пластины, а затем попадают в ускоряющее поле, созданное третьим анодом. Его напряжение в несколько раз больше, чем на втором аноде.

Третий анод обычно представляет собой проводящее покрытие на конусной части трубки перед экраном, отделенное от остального покрытия, соединенного со вторым анодом (рис. 12-14, *а*). Поле между этими двумя слоями образует линзу, которая ускоряет электроны, но также искривляет их траектории. Вследствие этого чувствительность несколько снижается и возникают некоторые искажения в изображениях на экране. Эти недостатки в значительной степени устраняются

в трубках с многократным послеускорением. В них имеется несколько проводящих колец с постепенно возрастающими напряжениями (рис. 12-14, *б*). У трубок с послеускорением вместо конусной части иногда делают расширенную цилиндрическую часть (рис. 12-14, *в*).

Чтобы уменьшить паразитные емкости между пластинами $П_X$ и $П_Y$, выводы от них иногда делают непосредственно через стекло баллона и между парами пластин ставят экран, имеющий нулевой потенциал, т. е. соединенный с главным анодом и шасси. Для той же цели не ставят обе пары пластин в одном месте трубки. Вследствие того, что расстояние до экрана для пластин $П_X$ и $П_Y$ неодинаково, чувствительности по осям X и Y несколько различны.

Если отклоняющее напряжение изменяется с очень высокой частотой, то в изображениях на экране возникают искажения. Они объясняются тем, что время пролета электронов в поле отклоняющих пластин становится соизмеримым с периодом колебаний отклоняющего

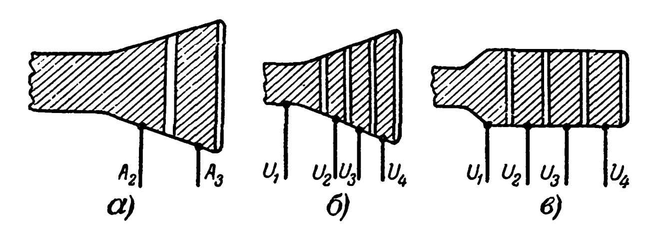


Рис. 12-14. Дополнительные аноды для послеускорения.

напряжения. За это время напряжение на пластинах заметно изменяется и даже может изменить свой знак. Для уменьшения таких искажений отклоняющие пластины делают короткими и применяют более высокие ускоряющие напряжения. С повышением частоты, кроме того, все больше сказывается вредное влияние собственной емкости отклоняющих пластин.

В настоящее время для осциллографирования на сверхвысоких частотах применяются специальные трубки, в которых установлены более сложные отклоняющие системы.

12-7. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Рассмотрим простейшие случаи использования трубки для измерения напряжений и частоты и для получения осциллограмм переменных напряжений.

Если к одной паре отклоняющих пластин подведено переменное напряжение, то электронный луч совершает колебания и на экране видна светящаяся черточка (рис. 12-15, *а*). Ее длина h пропорциональна двойной амплитуде подведенного напряжения $2U_m$. Зная чувствительность трубки и измерив h, можно определить U_m по формуле

$$U_m = \frac{h}{2S}. \qquad (12\text{-}5)$$

Например, если $S_y = 0{,}4$ *мм/в*, а $h = 20$ *мм*, то

$$U_m = \frac{20}{2 \cdot 0{,}4} = 25 \text{ в}.$$

Если чувствительность трубки неизвестна, ее измеряют. Нужно подвести к пластинам известное переменное напряжение и измерить длину светящейся черточки. Напряжение можно подвести от сети и измерить вольтметром. Следует помнить, что вольтметр покажет действующее значение напряжения, которое надо пересчитать в амплитудное, умножив его на 1,4.

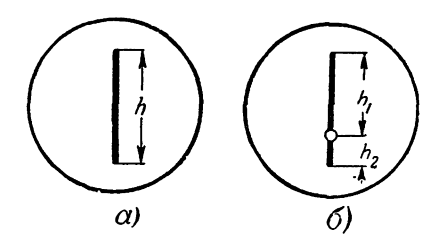


Рис. 12-15. Светящаяся черточка на экране при переменном напряжении на отклоняющих пластинах.

Как видно, трубку можно использовать в качестве амплитудного вольтметра. Достоинствами такого измерительного устройства являются его большое входное сопротивление и возможность измерений на весьма высоких частотах. Предел по частоте обусловлен наличием емкости у отклоняющих пластин, так как с повышением частоты сопротивление этой емкости падает.

Описанный метод позволяет измерять пиковые значения несинусоидальных напряжений, а также амплитуды положительной и отрицательной полуволн переменного напряжения в случае, если они не равны друг другу. Для этого следует заметить положение светящегося пятна на экране при отсутствии измеряемого напряжения. Затем это напряжение подается и измеряются расстояния от начального положения пятна до концов светящейся черточки h_1 и h_2 (рис. 12-15, *б*). Амплитуды полуволн будут равны:

$$U_{m1} = \frac{h_1}{S} \quad \text{и} \quad U_{m2} = \frac{h_2}{S}. \qquad (12\text{-}6)$$

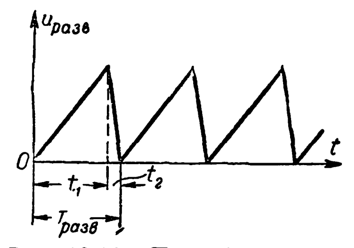


Рис. 12-16. Пилообразное напряжение для линейной развертки.

Для наблюдения осциллограмм переменных напряжений к пластинам *Y* подводят исследуемое напряжение, а к пластинам *X* — напряжение развертки $U_{разв}$, имеющее пилообразную форму (рис. 12-16). Это напряжение осуществляет временную или линейную развертку. Под его влиянием в течение времени t_1, когда напряжение равномерно растет, электронный луч равномерно движется по горизонтали в одном направлении, например слева направо, т. е. делает прямой или рабочий ход. При резком уменьшении напряжения в течение времени t_2 луч делает быстрый обратный ход. Все это повторяется с частотой напряжения развертки.

Когда исследуемое напряжение отсутствует, на экране видна горизонтальная светящаяся черточка, играющая роль оси времени. Если

же подать исследуемое напряжение на пластины Y, то пятно на экране одновременно совершает колебание по вертикали и повторяющееся равномерное движение с обратным ходом и по горизонтали. В результате на экране наблюдается светящаяся кривая исследуемого напряжения (рис. 12-17), т. е. получается развертка во времени. На рис. 12-17 показаны осциллограммы синусоидального напряжения, но можно наблюдать напряжения любой формы.

Чтобы кривая на экране была неподвижной, период развертывающего напряжения $T_{разв}$ должен быть равен периоду исследуемого напряжения T или в целое число раз больше:

$$T_{разв} = nT, \qquad (12\text{-}7)$$

где n — целое число (1, 2, 3 и т. д.).

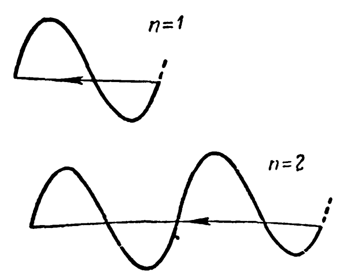


Рис. 12-17. Осциллограммы синусоидального напряжения.

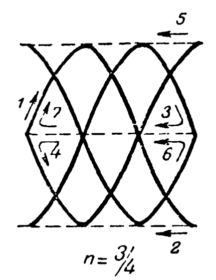


Рис. 12-18. Осциллограммы при дробном соотношении частот.

Соответственно частота развертки $f_{разв}$ должна быть в целое число раз меньше частоты исследуемого процесса:

$$f_{разв} = \frac{f}{n}. \qquad (12\text{-}8)$$

Тогда за время $T_{разв}$ пройдет целое число колебаний исследуемого напряжения и в конце обратного хода пятно на экране окажется в том месте, откуда оно начало двигаться во время прямого хода. На рис. 12-17 показаны наблюдаемые осциллограммы при $n = 1$, или $T_{разв} = T$, и $n = 2$, т. е. $T_{разв} = 2T$. Время обратного хода t_2 желательно возможно меньшее, так как за счет него часть кривой не воспроизводится (рис. 12-17). Кроме того, чем меньше t_2, тем быстрее обратный ход луча и тем слабее он виден.

Нежелательно наблюдать осциллограммы при $n = 1$. Следует установить n не менее 2, чтобы было видно полностью хотя бы одно целое колебание. Подбор величины n производится изменением частоты развертки путем регулировки в генераторе развертки постоянной времени RC, определяющей период пилообразного напряжения. Если n не будет целым числом, то осциллограмма не остается неподвижной и, кроме того, вместо одной кривой может наблюдаться их несколько, что неудобно. Например, на рис. 12-18 показаны осциллограммы синусоидального напряжения при $n = 1/2$ и $n = 3/4$. Для упрощения предположено, что время обратного хода $t_2 = 0$.

Подобранное целое число n обычно сохраняется лишь короткое время, так как генератор развертки имеет нестабильную частоту, да

и частота исследуемого напряжения может изменяться. Для сохранения выбранного значения n в течение любого длительного времени применяют синхронизацию генератора развертки исследуемым напряжением.

Исследуемые напряжения обычно подают на отклоняющие пластины через конденсаторы (см. рис. 12-3). Поэтому на пластины не попадает постоянная составляющая исследуемого напряжения и наблюдается осциллограмма лишь переменной составляющей. Ось времени (нулевая ось) этой составляющей представляет собой ту горизонтальную линию развертки, которая остается на экране, если прекратить подачу исследуемого напряжения. Для получения истинной осциллограммы напряжения, содержащего постоянную составляющую, его необходимо подавать на пластины непосредственно, а не через конденсаторы.

Если нужно наблюдать осциллограмму тока, то в цепь этого тока включают резистор R. Напряжение на нем пропорционально исследуемому току и его подводят к пластинам Y. Если чувствительность трубки известна, то можно определить напряжение. Разделив его на сопротивление R, находят ток. Чтобы ток заметно не изменился от включения резистора R, последний должен иметь сопротивление много меньше, чем сопротивление остальной части цепи, в которой протекает исследуемый ток. Но тогда R может оказаться настолько малым, что напряжение будет недостаточным для заметного отклонения пятна. В таком случае его приходится подавать через усилитель с известным коэффициентом усиления.

12-8. ИСКАЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ТРУБКАХ

В электростатических трубках искажения осциллограмм наблюдаются главным образом при несимметричном включении отклоняющих пластин, т. е. когда одна пластина каждой пары соединена с ано-

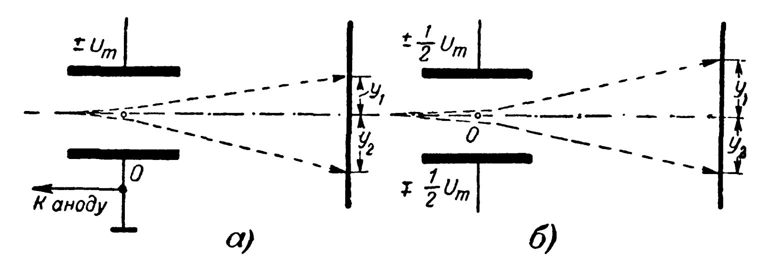


Рис. 12-19. Отклонение электронного луча при несимметричном (*а*) и симметричном (*б*) включении отклоняющих пластин.

дом (см. рис. 12-3). Пусть, например, при таком включении на пластины Y подано переменное напряжение с амплитудой U_m. Тогда на одной пластине потенциал равен нулю относительно шасси и $+U_a$ относительно катода, а на другой пластине он меняется от $+U_m$ до $-U_m$ относительно шасси или от $U_a + U_m$ до $U_a - U_m$ относительно катода (рис. 12-19, *а*). Соответственно меняются и потенциалы

различных точек в пространстве между пластинами. При положительной полуволне напряжения электроны пролетают точки с потенциалами более высокими, чем U_a. За счет этого скорость их увеличивается, а чувствительность трубки уменьшается. Наоборот, при отрицательной полуволне электроны уменьшают свою скорость, так как потенциалы точек между пластинами ниже U_a. Это приведет к увеличению чувствительности трубки. В результате отклонение y_1 при положительной полуволне будет меньше, чем отклонение y_2 при отрицательной полуволне. Осциллограмма синусоидального напряжения станет несинусоидальной, т. е. возникнут нелинейные искажения.

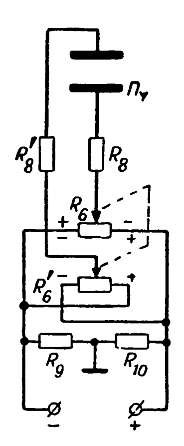


Рис. 12-20. Одна из схем симметричного включения отклоняющих пластин.

При симметричном включении ни одна из отклоняющих пластин не соединяется с главным анодом и точкой нулевого потенциала является средняя точка между пластинами (рис. 12-19, *б*). Потенциалы пластин в любой момент одинаковы по величине и противоположны по знаку. На одной пластине потенциал принимает крайние значения $\pm\frac{1}{2}U_m$, а на другой соответственно $\mp\frac{1}{2}U_m$. Отклонение электронного луча к любой из пластин происходит в одинаковых условиях, и поэтому $y_1 = y_2$.

Несимметричное включение пластин X создает нелинейность временной развертки, хотя само пилообразное напряжение может иметь хорошую линейность.

На рис. 12-20 показан один из вариантов симметричного включения отклоняющих пластин, в котором постоянное напряжение для начальной установки пятна снимается со сдвоенных потенциометров R_6 и R'_6. При одновременном вращении их ползунков с помощью одной ручки потенциалы отклоняющих пластин изменяются на одну и ту же величину, но имеют разные знаки.

Симметричное включение пластин, помимо устранения нелинейных искажений, уменьшает и другие неприятные явления. Например, фокусировка ухудшается при смещении пятна к краю экрана. Такая расфокусировка сильнее при несимметричном включении.

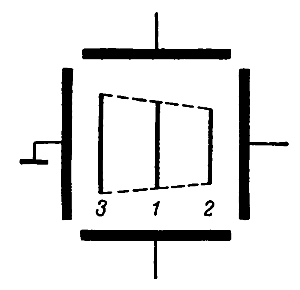


Рис. 12-21. Трапецеидальные искажения.

Несимметричное включение пластин, более удаленных от прожектора, создает еще т р а п е ц е и д а л ь н ы е и с к а ж е н и я. Они возникают вследствие наличия поля на пути электронов от одной пары пластин к другой. Пусть, например, на ближайшие к прожектору пластины Y, включенные любым образом, подано переменное напряжение, а на пластинах X, включенных несимметрично, напряжение равно нулю. Тогда на экране видна вертикальная светящаяся черточка *1* (рис. 12-21).

Если подать на незаземленную пластину X положительный потенциал, то черточка сместится в сторону этой пластины (*2* на рис. 12-21), но станет несколько меньшей. Это объясняется тем, что между положительно заряженной пластиной X и пластинами Y образовалось дополнительное ускоряющее поле, которое несколько искривляет траекторию электронов и уменьшает их отклонение, вызванное напряжением на пластинах Y

При отрицательном потенциале незаземленной пластины X на электроны, вылетевшие из пластин Y, действует дополнительное тормозящее поле, которое несколько увеличит их отклонение, и черточка на экране станет большей (*3* на рис. 12-21). В рассмотренных случаях светящиеся черточки образуют фигуру в виде трапеции, что объясняет название данного типа искажений. Для уменьшения трапецеидальных искажений устанавливают экраны между пластинами X и Y и делают более удаленные от прожектора пластины специальной формы. Однако наиболее желательно симметричное включение пластин, так как оно уменьшает и другие виды искажений.

12-9. МАГНИТНЫЕ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

Электроннолучевые трубки с магнитной фокусировкой и магнитным отклонением получили большое распространение главным образом в качестве приемных телевизионных трубок (кинескопов). Так как фокусирующая и отклоняющая системы в виде катушек находятся снаружи трубок, то устройство магнитных трубок оказывается проще, нежели электростатических. На рис. 12-22 показаны принцип устройства магнитной электроннолучевой трубки и ее изображение на схемах.

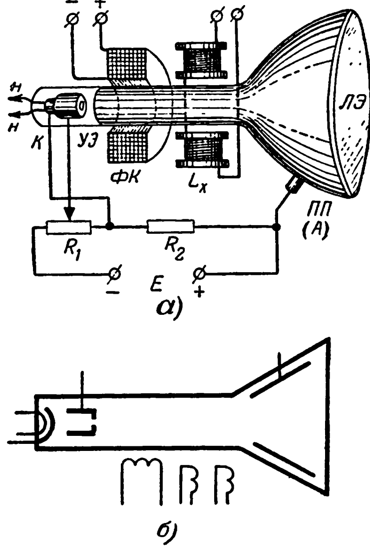


Рис. 12-22. Принцип устройства магнитной трубки (*а*) и ее изображение на схемах (*б*).

Электронный прожектор имеет катод, управляющий электрод и анод в виде диска с отверстием или металлического цилиндра, соединенного с проводящим покрытием. Иногда анодом является только проводящее покрытие, как это показано на рис. 12-22, *а*. В некоторых трубках между анодом и управляющим электродом есть еще экранирующий (ускоряющий) электрод, на который подается постоянное положительное напряжение порядка сотен вольт. Питание прожектора осуществляется так же, как в электростатической трубке, но не требуется регулировки анодного напряжения для целей фокусировки.

Расходящийся поток электронов попадает из прожектора в магнитное поле фокусирующей катушки *ФК*, показанной на рис. 12-22, *а* в разрезе. Она питается постоянным током.

Принято различать два способа магнитной фокусировки: длинной катушкой и короткой. В первом случе поток электронов проходит однородное магнитное поле внутри длинной катушки (рис. 12-23, *а*).

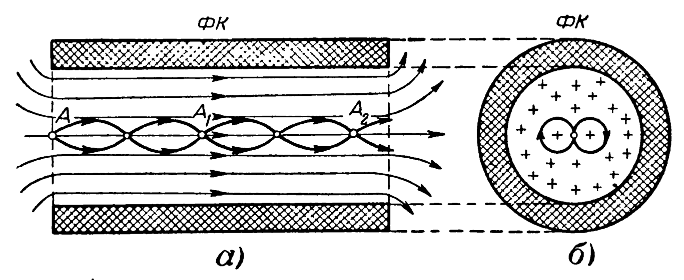


Рис. 12-23. Магнитная фокусировка длинной катушкой.

В этом случае электронные траектории являются винтовыми линиями (§ 2-3). Если электроны выходят из точки A, находящейся на оси катушки, то после каждого оборота их винтовой траектории они снова пересекут ось, т. е. фокусируются в точках A_1, A_2 и т. д. В этом можно убедиться, если рассмотреть проекции траекторий на плоскость, перпендикулярную оси катушки (рис. 12-23, *б*). Эти проекции являются окружностями, выходящими из точки A и возвращающимися в эту же точку. На рис. 12-23 показаны траектории только двух электронов.

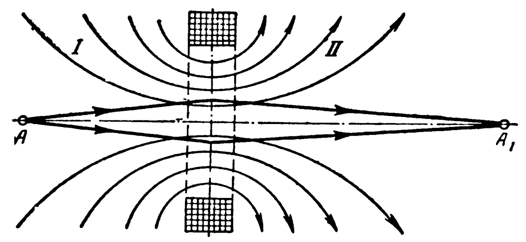


Рис. 12-24. Магнитная фокусировка короткой катушкой.

Фокусировка длинной катушкой или **длинной магнитной линзой** встречается в некоторых приборах, а в электроннолучевых трубках применяются **короткие магнитные линзы** в виде неоднородного магнитного поля короткой катушки (рис. 12-24).

Движение электронов в таком поле сложно и мы рассмотрим его весьма приближенно. Разделим поле на две половины (*I* и *II*) плоскостью, проходящей через центр катушки. По обе стороны от этой плоскости вдоль оси катушки напряженность магнитного поля H убывает. Когда в первую половину поля входит расходящийся поток электронов из точки A, то их траектории искривляются. В однородном поле

траектории были бы винтовыми линиями, но вследствие неоднородности поля они являются более сложными кривыми.

При движении электронов в первой половине поля напряженность H возрастает. Поэтому уменьшается радиус кривизны траекторий, т. е. их искривление усиливается и становится наибольшим на границе I и II областей. Дальше электроны движутся в поле с убывающей напряженностью и искривление их уменьшается. Когда электроны выходят за пределы поля, они продолжают свой путь по прямым линиям, которые пересекают ось трубки в точке A *.

Таким образом, в пределах поля электроны летят по сложным кривым, которые можно назвать «винтовыми» линиями с переменным радиусом. Так как скорость электронов велика, а протяженность поля незначительна, электроны не успевают сделать одного полного оборота. Их траектории являются лишь небольшой частью одного оборота «винтовой» линии.

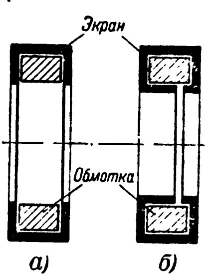


Рис. 12-25. Фокусирующие катушки в стальном панцире.

а — с широкой щелью; б — с узкой щелью.

Для усиления действия фокусирующей катушки ее поле необходимо сжать вдоль оси. С этой целью катушку помещают в экран или панцирь из мягкой стали (рис. 12-25). Тогда напряженность поля в центре увеличивается, особенно при экране с узкой щелью.

Число ампер-витков Iw фокусирующей катушки без стального экрана приближенно определяется по формуле

$$Iw \approx 240 \sqrt{\frac{d}{l} U_a}, \qquad (12\text{-}9)$$

где d — средний диаметр катушки; l — расстояние от катушки до экрана и U_a — напряжение анода, *кв*.

Обычно необходимо несколько сотен или тысяч ампер-витков. Например, при I = 100 *ма* = 0,1 *а*, d = 6 *см*, l = 18 *см* и U_a = 3 *кв*

$$Iw \approx 240 \sqrt{\frac{6 \cdot 3}{18}} = 240 \textit{ авит.}$$

и

$$w = \frac{240}{0{,}1} = 2\,400.$$

При стальном экране требуется меньше ампер-витков. Правильная фокусировка достигается регулировкой тока в катушке с помощью реостата. Направление тока в фокусирующей катушке не играет роли. Вместо фокусирующей катушки можно применять постоянный магнит в виде кольца с регулировкой фокусировки перемещением магнита вдоль трубки или с помощью магнитного шунта, ответвляющего на себя часть магнитного потока.

Для магнитного отклонения электронного луча служат две пары отклоняющих катушек, расположенные под прямым углом друг к другу. На рис. 12-25 для упрощения показана только одна пара катушек L_X с вертикально направленным полем. Это поле отклоняет

* В литературе иногда ошибочно показывают, что за пределами поля электроны движутся по криволинейным траекториям.

луч по горизонтали. Другая пара катушек L_y создает поле, направленное горизонтально, и отклоняет луч по вертикали.

Если считать приближенно, что поле каждой пары катушек внутри трубки однородно, то электроны в этом поле будут двигаться по дуге окружности, а выйдя из поля, — по прямой линии (рис. 12-26). Электронный луч получит угловое отклонение α и светящееся пятно на экране сместится на величину y.

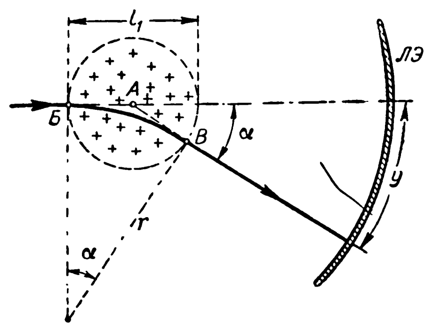


Рис. 12-26. Отклонение электронного луча в магнитном поле отклоняющих катушек.

Чувствительностью магнитной трубки принято называть отношение отклонения светящегося пятна на экране к числу ампер-витков, вызвавших это отклонение:

$$S_y = \frac{y}{I_y w_y}. \quad (12\text{-}10)$$

Иногда вместо ампер-витков берут ток или напряженность поля. У современных трубок чувствительность не превышает десятых долей миллиметра на ампер-виток.

Определенная выше чувствительность зависит от конструкции трубки и отклоняющих катушек, а также от режима трубки Эта зависимость имеет вид:

$$S_y = \gamma \frac{l}{\sqrt{U_a}}, \quad (12\text{-}11)$$

где l — расстояние от точки A до экрана, а коэффициент γ, характеризующий конструкцию отклоняющих катушек, обычно имеет значение $(0{,}1 \div 0{,}2)\, в^{1/2}/а\,вит$. Например, если $\gamma = 0{,}15$, $l = 200$ *мм*, и $U_a = 2\,500$ *в*, то $S_y = 0{,}15 \frac{200}{\sqrt{2\,500}} = 0{,}6$ *мм/а вит.*

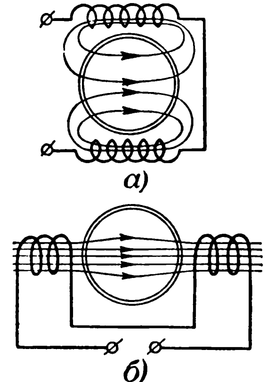


Рис. 12-27. Расположение отклоняющих катушек.

На рис. 12-27 схематически показаны два способа расположения отклоняющих катушек около трубки. При первом способе (рис. 12-27, *а*) отклонение производит магнитное поле рассеяния, представляющее собой часть полного магнитного потока, а при втором (рис. 12-27, *б*) — для отклонения используется основной магнитный поток, так что чувствительность получается выше. Для усиления магнитного поля применяют замкнутые сердечники из мягкой стали или других ферромагнитных материалов. На рис. 12-28 изображены примерные конструкции катушек с сердечниками. Катушки по рис. 12-28, *а* расположены так, как на рис. 12-27, *а*, а катушки по рис. 12-28, *б* соответствуют случаю, показанному на рис. 12-27, *б*.

С целью уменьшения собственной емкости, которая вредно влияет на высоких частотах, отклоняющие катушки делают секционированными (рис. 12-28, *а*). При высоких частотах отклоняющих токов сердечники обычно не применяют и катушки делаются особой формы

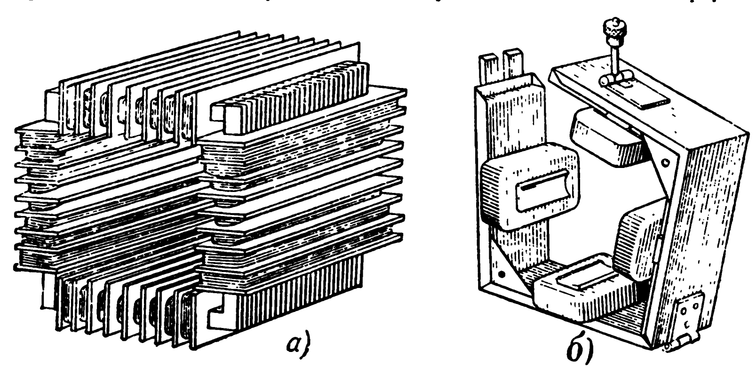


Рис. 12-28. Конструкции отклоняющих катушек с сердечником.

а — секционированная обмотка; *б* — сосредоточенная обмотка на разъемном сердечнике.

(рис. 12-29). Они охватывают трубку и создают более однородное поле. Хорошие результаты получаются с катушками, имеющими обмотку, распределенную по некоторой поверхности трубки (рис. 12-29, *б*). Для уменьшения магнитного рассеивания воздушные катушки помещают в ферромагнитный экран.

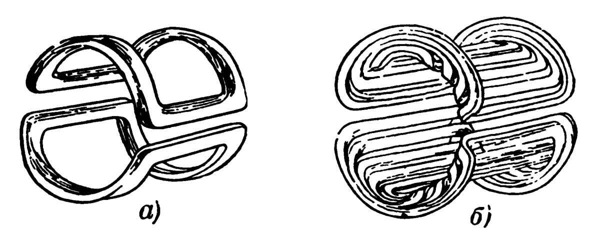


Рис. 12-29. Конструкции отклоняющих катушек без сердечника.

а — сосредоточенная обмотка; *б* — распределенная обмотка с отогнутыми краями.

В недавнем прошлом магнитная фокусировка давала лучшие результаты, нежели электростатическая, и поэтому имела исключительное применение в приемных телевизионных трубках (кинескопах). Сейчас электростатическая фокусировка по качеству не уступает магнитной. Достоинством электростатической фокусировки является экономичность, так как отпадает затрата медного провода на фокусирующую катушку и не требуется мощности на создание тока в этой катушке. Недостатки магнитного отклонения заключаются в том, что

нужен провод для катушек и что источники, питающие эти катушки, должны иметь относительно большую мощность. Но магнитное отклонение позволяет упростить конструкцию трубки и дает возможность отклонять луч на очень большие углы, что невозможно при электростатическом отклонении. Это приводит к значительному уменьшению длины трубок даже при больших размерах экрана.

12-10. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВЫХ ТРУБОК

Электроннолучевые трубки имеют условные обозначения, начинающиеся с числа, которое указывает диаметр или диагональ экрана в сантиметрах. Затем ставятся две буквы: ЛО — для любых трубок с электростатическим отклонением луча; ЛМ — для осциллографических трубок с магнитным отклонением и ЛК — для кинескопов с магнитным отклонением. Далее следует число для отличия друг от друга разных трубок, у которых остальные элементы обозначения одинаковы. Иногда в конце ставится буква для указания типа люминесцирующего экрана, например буква Б указывает на белое свечение (примеры обозначений: 5ЛО38, 23ЛМ34, 43ЛК2Б и др.).

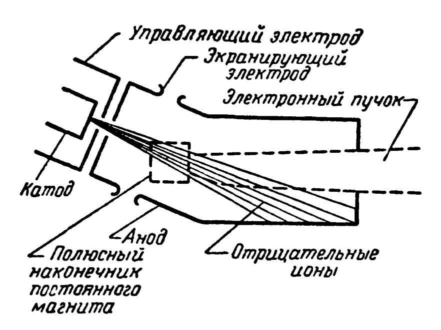


Рис. 12-30. Схема устройства ионной ловушки.

В электронных осциллографах используются, главным образом, трубки с электростатической фокусировкой и электростатическим отклонением. Они также применяются в индикаторных устройствах радиолокационных станций. Для одновременного наблюдения двух процессов выпускаются двухлучевые трубки, имеющие в одном баллоне две однолучевые системы. Специально для радиолокаторов предназначены магнитные трубки. В некоторых трубках имеется смешанная фокусировка (магнитная и электростатическая).

Кинескопы для телевизионных приемников делаются, как правило, с магнитным отклонением. Многие из них имеют магнитную фокусировку. С электростатической фокусировкой выпускаются, например, кинескопы 35ЛК2Б, 43ЛК2Б и 53ЛК2Б, имеющие прямоугольный экран. Два последних кинескопа и ряд других оформлены в металло-стеклянном баллоне.

В современных кинескопах устраивается ионная ловушка, не допускающая попадания отрицательных ионов на экран и образования ионного пятна. Ловушки обычно работают на принципе разделения с помощью магнитного поля потоков электронов и ионов. Один из вариантов ионной ловушки с изогнутым прожектором показан на рис. 12-30. Ось катода, управляющего электрода и экранирующего электрода наклонена к оси трубки, а ось анода имеет излом. Поток отрицательных ионов и электронов катода, входя в анод, попадает в поперечное магнитное поле постоянного магнита. Ионы, обладающие большой массой, почти не отклоняются магнитным полем и по-

падают на анод, а электроны искривляют свои траектории и вылетают из отверстия анода. Постоянный магнит ловушки устанавливается снаружи трубки. Для нормальной работы прожектора его положение должно быть вполне определенным.

Промышленность выпускает кинескопы 43ЛК6Б, 53ЛК5Б и другие с металло-стеклянным баллоном, прямоугольным экраном и углом отклонения электронного луча по диагонали в пределах 110° (по горизонтали 103° и по вертикали 87°). Эти кинескопы по сравнению

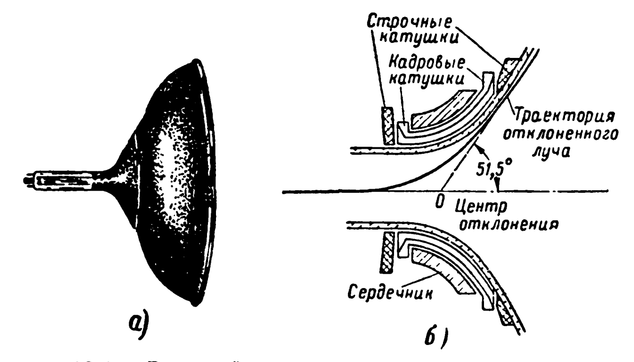


Рис. 12-31. Внешний вид кинескопа с углом отклонения 110° (*а*) и размещение отклоняющих катушек на его горловине (*б*).

с предыдущими, в которых угол отклонения луча был 70°, имеют уменьшенную длину. Например, длина кинескопа 43ЛК6Б около 330 *мм*, а у 43ЛК2Б она 505 *мм*. Внешний вид кинескопа с углом отклонения луча в пределах 110° показан на рис. 12-31, *а*. Новые кинескопы работают с электростатической фокусировкой. Электронный прожектор — тетродного типа с напряжением на втором аноде 14 *кв* у 43ЛК6Б и 16 *кв* у 53ЛК5Б. Диаметр цилиндрической части колбы этих кинескопов уменьшен до 29 *мм* (в прежних типах он был 38 *мм*). Отклоняющие катушки специальной формы располагаются частично на конусе колбы в месте перехода ее в цилиндрическую часть и снабжены дополнительным сердечником в виде ферритового кольца конической формы (рис. 12-31, *б*).

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

13-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Техника полупроводниковых приборов стала самостоятельной областью электроники. Замена электронных ламп полупроводниковыми приборами успешно осуществлена во многих радиотехнических устройствах. В настоящее время промышленность выпускает большое количество полупроводниковых диодов и триодов различных типов.

На всем протяжении развития радиотехники широко применялись кристаллические детекторы, представляющие собой полупроводниковые выпрямители для токов высокой частоты. Для выпрямления переменного тока электрической сети используют купроксные и селеновые полупроводниковые выпрямители. Однако они непригодны для высоких частот. Принцип действия полупроводниковых выпрямителей и кристаллических детекторов долгое время не был ясен.

Еще в 1922 г. сотрудник Нижегородской радиолаборатории О. В. Лосев получил генерирование электрических колебаний с помощью кристаллического детектора и сконструировал приемник «Кристадин», в котором за счет генерации собственных колебаний получалось усиление принимаемых сигналов. Он имел значительно бóльшую чувствительность, нежели обычные приемники с кристаллическими детекторами. Открытие Лосева, к сожалению, не получило должного развития в последующие годы. Полупроводниковые триоды, получившие название транзисторов, предложили в 1948 г. американские ученые Бардин, Браттейн и Шокли.

По сравнению с электронными лампами у полупроводниковых приборов имеются существенные достоинства:

1) малый вес и малые размеры;
2) отсутствие затраты энергии на накал;
3) большой срок службы (до десятков тысяч часов);
4) большая механическая прочность (стойкость к тряске, ударам и другим видам механических перегрузок);
5) различные устройства (выпрямители, усилители, генераторы) с полупроводниковыми приборами имеют высокий к. п. д., так как потери энергии в самих приборах незначительны;
6) маломощные устройства с транзисторами могут работать при очень низких питающих напряжениях.

Вместе с тем полупроводниковые приборы в настоящее время обладают следующими недостатками:

1) параметры и характеристики отдельных экземпляров приборов данного типа имеют значительный разброс;

2) свойства приборов сильно зависят от температуры;

3) наблюдается изменение свойств приборов с течением времени (старение);

4) их собственные шумы больше, нежели у электронных приборов;

5) большинство транзисторов непригодно для работы на частотах выше десятков мегагерц;

6) входное сопротивление у транзисторов значительно меньше, чем у вакуумных триодов;

7) транзисторы пока еще не изготовляются для больших мощностей;

8) работа полупроводниковых приборов резко ухудшается под действием радиоактивного излучения.

Широким фронтом ведутся исследования по улучшению полупроводниковых приборов и по применению для них новых материалов. Созданы полупроводниковые выпрямители на токи в тысячи ампер. Применение кремния вместо германия позволяет эксплуатировать приборы при температурах до 125° С. Созданы транзисторы для частот до сотен мегагерц и выше, а также новые типы полупроводниковых приборов для сверхвысоких частот. Можно не сомневаться в том, что недостатки полупроводниковых приборов будут постепенно устранены.

Транзисторы могут работать почти во всех устройствах, в которых применяются вакуумные лампы, за исключением некоторой аппаратуры для сверхвысоких частот. В настоящее время транзисторы успешно применяются в усилителях, приемниках, передатчиках, генераторах, телевизорах, измерительных приборах, импульсных схемах, электронных счетных машинах и во многих других устройствах.

Использование полупроводниковых приборов дает огромную экономию в расходовании электрической энергии источников питания и позволяет во много раз уменьшить размеры аппаратуры. Минимальная мощность для питания электронной лампы составляет 0,1 *вт* и более, а для транзистора она может быть 1 *мквт*, т. е. в 100 000 раз меньше.

На транзисторах работают миниатюрные радиоприемники и передатчики. Для их питания достаточно батарейки от карманного фонаря или даже одного элемента. Специально для аппаратуры с полупроводниковыми приборами сконструированы малогабаритные радиодетали, благодаря которым удалось создать аппаратуру весьма малых размеров. Например, имеются приемно-передающие радиостанции, смонтированные в микротелефонной трубке, причем для их питания используется энергия звуков голоса человека, говорящего в микрофон. Сверхминиатюрный радиопередатчик на транзисторе, находящийся вместе со специальными приборами в капсуле, заглатываемой больным, передает сигналы о состоянии желудочно-кишечного тракта.

Развитие полупроводниковых приборов, конечно, не может привести к полному вытеснению электровакуумных приборов, в совершенствовании которых достигнуты также большие успехи. В одних случаях целесообразнее использовать полупроводниковые приборы, в других — электронные лампы.

Однако все больше различных видов радиоэлектронной аппаратуры переводится на полупроводниковые приборы. Например, радиовещательные приемники теперь будут выпускаться исключительно транзисторные.

13-2. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Полупроводники представляют собой вещества, которые по своей удельной электрической проводимости занимают среднее место между проводниками и диэлектриками [1]. В современных полупроводниковых приборах широко используются такие полупроводники, как германий (Ge), кремний (Si), селен (Se), арсенид галлия (Ga As) и др.

Для полупроводников характерен отрицательный температурный коэффициент электрического сопротивления. При возрастании температуры сопротивление полупроводников уменьшается, а не увеличивается, как у большинства твердых проводников. Кроме того, электрическое сопротивление полупроводников сильно зависит от количества примесей в полупроводнике, а также зависит от таких внешних воздействий, как свет, электрическое поле, ионизирующее излучение и др.

Принципы работы полупроводниковых диодов и транзисторов связаны с тем, что в полупроводниках существует электропроводность двух видов. Так же, как и металлы, полупроводники обладают электронной электропроводностью, которая обусловлена перемещением электронов проводимости. При обычных рабочих температурах в полупроводниках всегда имеются электроны проводимости, которые очень слабо связаны с ядрами атомов и совершают беспорядочное тепловое движение между атомами кристаллической решетки. Эти электроны под действием разности потенциалов могут получить дополнительное движение в определенном направлении, которое и является электрическим током.

Полупроводники обладают также дырочной электропроводностью, которая не наблюдается в металлах. Она представляет собой особенность полупроводников и поэтому ее надо рассмотреть более подробно.

Атом полупроводника под влиянием тепловых или других воздействий может потерять один из более удаленных от ядра электронов. Тогда атом будет иметь положительный заряд, численно равный заряду электрона. Иногда подобный атом называют ионом. Но надо иметь в виду, что при ионной электропроводности, например в электролитах, ток представляет собой движение ионов (слово ион означает путешественник), а при дырочной электропроводности механизм перемещения электрических зарядов иной. В полупроводниках кристаллическая решетка достаточно прочна. Ее атомы, лишенные одного электрона, не передвигаются, а остаются на своих местах.

Отсутствие электрона в атоме полупроводника, т. е. наличие в атоме положительного заряда, назвали дыркой. Этим подчеркивают, что в атоме не хватает одного электрона, т. е. образовалось свободное место. Дырки ведут себя как элементарные положительные заряды.

При дырочной электропроводности под влиянием приложенной разности потенциалов перемещаются дырки, что эквивалентно перемещению положительных зарядов. Такой процесс показан на рис. 13-1, на котором изображено для различных моментов времени несколько атомов, расположенных вдоль полупроводника. Пусть в начальный

[1] По терминологии, рекомендуемой Академией наук СССР, следует различать термины электропроводность и удельная электрическая проводимость. Электропроводность — это свойство вещества проводить электрический ток, а удельная электрическая проводимость есть величина, характеризующая электропроводность вещества.

момент времени в крайнем атоме слева появилась дырка вследствие того, что из атома ушел электрон (рис. 13-1, *а*). Атом с дыркой имеет положительный заряд и может притянуть к себе электрон из соседнего атома. Если в полупроводнике действует электрическое поле (разность потенциалов), то это поле стремится двигать электроны в направлении от отрицательного потенциала к положительному. Поэтому в следующий момент из атома, расположенного правее (в сторону более отрицательного потенциала), один электрон перейдет в первый атом и заполнит дырку, а новая дырка образуется во втором атоме (рис. 13-1, *б*). Далее один электрон из атома *3* перейдет в атом *2* и заполнит в нем дырку. Тогда дырка возникнет в атоме *3* (рис. 13-1, *в*).

Такой процесс будет продолжаться, и дырка перейдет из крайнего левого атома в крайний правый. Иначе говоря, первоначально возникший в атоме *1* положительный заряд перейдет в атом *6* (рис. 13-1, *е*).

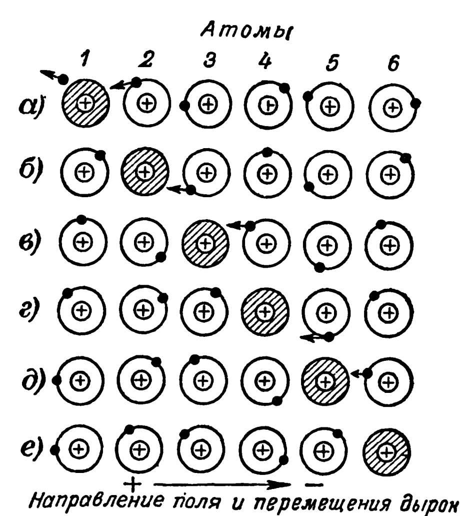


Рис. 13-1. Принцип дырочной электропроводности.

Как видно, при дырочной электропроводности в действительности тоже перемещаются электроны, но более ограниченно, чем при электронной электропроводности. Электроны переходят из данных атомов только в соседние. Результатом этого является перемещение положительных зарядов — дырок — в направлении, противоположном движению электронов.

Можно привести следующую наглядную аналогию дырочной электропроводности. Представим себе зал с рядами кресел, заполненных зрителями (в этом примере зрители играют роль электронов). Пусть один зритель из первого ряда встал и ушел, а на освободившееся кресло пересел зритель из второго ряда. В свою очередь на кресло второго ряда, ставшее свободным, пересел зритель из третьего ряда и т. д. Когда освободилось место в предпоследнем ряду, на него перешел зритель из последнего ряда. Свободное место, аналогичное дырке, перешло из первого ряда в последний, хотя все кресла оставались на своих местах. Пересаживались лишь зрители двух соседних рядов, и произошло это потому, что ушел зритель из первого ряда, а каждый следующий зритель стремится занять место ближе к сцене.

Электропроводность полупроводников наиболее правильно может быть объяснена их энергетической структурой. В § 3-1 было дано понятие об уровнях энергии *электронов и энергетических зонах* твердого

тела. На рис. 13-2 изображена схема этих зон для полупроводника. Ширина запрещенной зоны ΔW в различных полупроводниках составляет десятые доли электроновольта или незначительно превышает 1 *эв*. Напомним, что у диэлектриков ΔW составляет несколько единиц электроновольт, а у металлов запрещенная зона вообще отсутствует, т. е. $\Delta W = 0$.

При температуре абсолютного нуля полупроводник, не содержащий примесей, является диэлектриком, в нем нет электронов и дырок проводимости. Но при повышении температуры электропроводность полупроводника возрастает, так как электроны валентной зоны получают при нагреве дополнительную энергию и за счет этого все большее их количество преодолевает запрещенную зону и переходит из валентной зоны в зону проводимости. Этот переход показан на рис. 13-2 сплошной стрелкой. Таким образом, появляются электроны проводимости и возникает электронная электропроводность. Каждый электрон, перешедший в зону проводимости, оставляет в валентной зоне свободное место — дырку, т. е. в валентной зоне возникают дырки проводимости в количестве, равном количеству электронов, перешедших в зону проводимости. Следовательно, вместе с электронной создается и дырочная электропроводность.

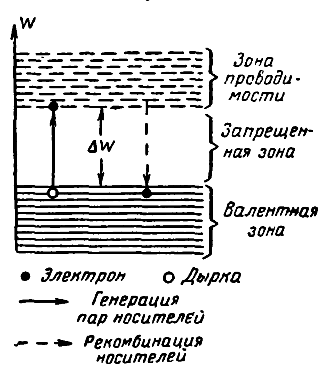


Рис. 13-2. Энергетическая структура полупроводника.

Электроны и дырки, которые могут перемещаться и поэтому создавать электропроводность, называют **носителями заряда**. Принято говорить, что под действием теплоты происходит **генерация пар носителей заряда**, т. е. возникают пары: электрон проводимости — дырка проводимости. Генерация пар носителей может происходить также под действием света, электрического поля, ионизирующего излучения и т. д.

Вследствие того, что электроны и дырки проводимости совершают хаотическое тепловое движение, обязательно происходит и процесс, обратный генерации пар носителей. Электроны проводимости снова занимают свободные места в валентной зоне, т. е. объединяются с дырками. Такое исчезновение пар носителей называется **рекомбинацией носителей заряда**. Этому процессу соответствует показанный штриховой стрелкой на рис. 13-2 переход электрона из зоны проводимости в валентную зону. Процессы генерации и рекомбинации пар носителей всегда происходят одновременно. Рекомбинация ограничивает возрастание количества пар носителей и при каждой данной температуре устанавливается определенное количество электронов и дырок проводимости, которое находится в состоянии динамического равновесия. Это означает, что генерируются все новые и новые пары носителей, а ранее возникшие пары рекомбинируют и исчезают.

Полупроводник без примесей называют **собственным полупроводником** или полупроводником *i*-типа. Он обладает **собственной электропроводностью**, которая, как было показано выше, складывается из электронной и дырочной электропроводности. При этом, несмотря на то, что количество

электронов и дырок проводимости в собственном полупроводнике одинаково, электронная электропроводность преобладает, что объясняется большей подвижностью электронов по сравнению с подвижностью дырок. Понять это нетрудно. Ведь дырочная электропроводность объясняется более ограниченным (менее свободным) перемещением электронов, нежели перемещение электронов проводимости.

Величина удельной электрической проводимости полупроводников зависит от концентрации носителей заряда, т. е. от их количества в единице объема, например в 1 $см^3$. Будем обозначать концентрации электронов и дырок проводимости соответственно буквами n и p от слов *negative* (отрицательный) и *positive* (положительный). Очевидно, что для собственного полупроводника всегда $n_i = p_i$. Индекс i здесь указывает, что эти концентрации относятся к собственному полупроводнику.

Количество атомов N в 1 $см^3$ металла или полупроводника составляет около 10^{22}. При температуре 20° С концентрация носителей примерно равна для чистого германия $n_i = p_i = 10^{13}$ $см^{-3}$ *, а для кремния $n_i = p_i = 10^{11}$ $см^{-3}$. Следовательно, в собственном полупроводнике при комнатной температуре число носителей зарядов составляет десятимиллионные доли процента общего числа атомов для германия и миллиардные доли процента для кремния. А в металлах число электронов проводимости не меньше числа атомов ($n \geq N$). Поэтому электрическая проводимость у металлов в миллионы раз больше, чем у полупроводников.

Если в полупроводнике имеются примеси других веществ, то дополнительно к собственной электропроводности появляется еще примесная электропроводность, которая в зависимости от рода примеси может быть электронной или дырочной. Например, германий, будучи четырехвалентным, обладает примесной электронной электропроводностью, если к нему добавлены пятивалентные сурьма (Sb) или мышьяк (As). Их атомы взаимодействуют с атомами германия только четырьмя своими электронами, а пятый электрон отдают в зону проводимости. В результате получается некоторое количество дополнительных электронов проводимости. Примеси, у которых атомы отдают электроны, называют донорами. Атомы доноров, теряя электроны, сами заряжаются положительно. Полупроводники с преобладанием электронной электропроводности называют полупроводниками n-типа.

Если же четырехвалентный германий содержит примеси трехвалентных индия (In) или алюминия (Al), то их атомы отнимают электроны от атомов германия и в последних образуются дырки. Вещества, отбирающие электроны и создающие примесную дырочную электропроводность, называют акцепторами («захватчиками»). Атомы акцепторов, захватывая электроны, сами заряжаются отрицательно. Полупроводники с преобладанием дырочной электропроводности называют полупроводниками p-типа.

В полупроводниковых приборах используются главным образом полупроводники, содержащие донорные или акцепторные примеси и называемые примесными. При обычных рабочих температурах в таких полупроводниках все атомы примеси участвуют в создании примесной электропроводности, т. е. каждый атом примеси либо отдает, либо захватывает один электрон.

---

* Размерность концентрации $\frac{1}{см^3}$ (число носителей на 1 $см^3$) удобнее писать в виде $см^{-3}$.

Чтобы примесная электропроводность преобладала над собственной, концентрация атомов донорной примеси N_d или акцепторной примеси N_a должна превышать концентрацию собственных носителей заряда, равную $n_i = p_i$. Практически при изготовлении примесных полупроводников величины N_d или N_a всегда во много раз больше, чем n_i. Например, для германия, у которого при комнатной температуре $n_i = p_i = 10^{13}$ $см^{-3}$, величины N_d и N_a могут быть порядка 10^{16} $см^{-3}$, т. е. в 1 000 раз больше концентрации собственных носителей. В дальнейшем все числовые примеры мы будем приводить для германия при комнатной температуре.

Носители заряда, концентрация которых в данном полупроводнике преобладает, называются **основными**. Ими являются электроны в полупроводнике *n*-типа и дырки в полупроводнике *p*-типа. **Неосновными** называются носители заряда, концентрация которых меньше, чем концентрация основных носителей. Если $N_d \gg n_i$, то можно пренебречь концентрацией собственных носителей и считать, что в полупроводнике *n*-типа концентрация основных носителей, т. е. электронов, будет $n_n \approx N_d$ *. Например, для германия *n*-типа может быть $n_n \approx 10^{16}$ $см^{-3}$. Ясно, что по сравнению с этой величиной концентрацию собственных носителей $n_i = 10^{13}$ $см^{-3}$ учитывать не нужно.

Концентрация неосновных носителей в примесном полупроводнике уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается концентрация основных носителей. Таким образом, если в германии *i*-типа было $n_i = p_i = 10^{13}$ $см^{-3}$, а после добавления донорной примеси концентрация электронов возросла в 1 000 раз и стала равна $n_n = 10^{16}$ $см^{-3}$, то концентрация неосновных носителей (дырок) уменьшится в 1 000 раз и станет равна $p_n = 10^{10}$ $см^{-3}$, т. е. будет в миллион раз меньше концентрации основных носителей. Это объясняется тем, что при увеличении в 1 000 раз концентрации электронов пропорционально возрастает рекомбинация. В 1 000 раз больше электронов будет рекомбинировать с дырками и от этого дырок станет в 1 000 раз меньше. Оказывается, что всегда для примесного полупроводника *n*-типа справедливо соотношение

$$n_n p_n = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2. \qquad (13\text{-}1)$$

В нашем примере получилось: $10^{16} \cdot 10^{10} = (10^{13})^2$.

Сказанное о полупроводнике *n*-типа относится также и к полупроводнику *p*-типа. В нем $N_a \gg p_i$ и можно считать, что $p_p \approx N_a$. Например, для германия *p*-типа может быть $p_p = 10^{16}$ $см^{-3}$ и $n_p = 10^{10}$ $см^{-3}$. Для полупроводника *p*-типа также всегда существует соотношение

$$p_p n_p = n_i^2 = p_i^2. \qquad (13\text{-}2)$$

Рассмотренные примеры наглядно показывают, что ничтожно малое количество примеси существенно изменяет характер электропроводности и величину проводимости полупроводника. Действительно, концентрация примеси 10^{16} $см^{-3}$ при числе атомов германия в 1 $см^3$, равном 10^{22}, означает, что добавляется всего лишь один атом примеси на миллион атомов германия, т. е. примесь составляет $10^{-4}\%$. Но в результате этого концентрация основных носителей возрастает в 1 000 раз и соответственно увеличивается проводимость.

* Индекс *n* означает, что величина концентрации относится к полупроводнику *n*-типа. Для величин, относящихся к полупроводнику *p*-типа, применяется индекс *p*.

Получение полупроводников с таким малым и строго дозированным содержанием нужной примеси является весьма сложным процессом. При этом исходный полупроводник, к которому добавляется примесь, должен быть очень чистым. Для германия посторонние примеси допускаются в количестве примерно не более $10^{-8}\%$, т. е. не более одного атома на 10 миллиардов атомов германия. А для кремния посторонних примесей допускается в 1 000 раз меньше, чем для германия. Они не должны превышать $10^{-11}\%$. Поэтому получение чистого кремния представляет особые трудности.

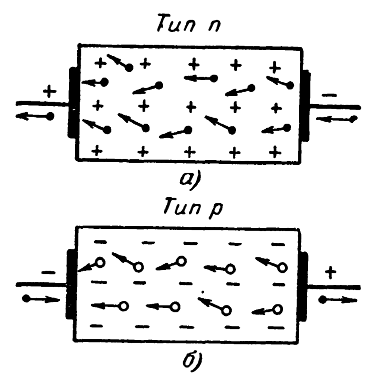


Рис. 13-3. Ток в полупроводниках с электронной (*а*) и дырочной (*б*) электропроводностью.

Рассмотрим прохождение тока через полупроводники с разным типом электропроводности (рис. 13-3), причем для упрощения будем пренебрегать током неосновных носителей. На рис. 13-3 дырки изображены в виде кружочков, а электроны — в виде точек. Плюсом или минусом обозначены атомы кристаллической решетки, заряженные положительно или отрицательно. В полупроводнике *p*-типа (рис. 13-3, *а*) под действием э. д. с. источника в проводах, соединяющих полупроводник с источником, и в самом полупроводнике движутся электроны проводимости. В полупроводнике *p*-типа (рис. 13-3, *б*) в соединительных проводах по-прежнему движутся электроны, а в полупроводнике ток следует рассматривать как перемещение дырок. Электроны с отрицательного полюса поступают в полупроводник и заполняют пришедшие к этому полюсу дырки. К положительному полюсу приходят электроны из соседних частей полупроводника и в этих частях образуются дырки, которые перемещаются от правого края к левому.

13-3. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД ПРИ ОТСУТСТВИИ ВНЕШНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Область на границе двух полупроводников с различными типами электропроводности называется **электронно-дырочным** или ***p-n* переходом**. Электронно-дырочный переход обладает свойством несимметричной проводимости, т. е. представляет собой нелинейное сопротивление. Работа почти всех полупроводниковых приборов, применяемых в радиоэлектронике, основана на использовании свойств одного или нескольких *p-n* переходов. Поэтому весьма важно рассмотреть более подробно физические процессы в таком переходе.

Пусть внешнее напряжение на переходе отсутствует (рис. 13-4). Так как носители заряда в каждом полупроводнике совершают беспорядочное тепловое движение, т. е. имеют некоторые тепловые скорости, то происходит их **диффузия** (проникновение) из одного полупроводника в другой. Как и в любом другом случае диффузии, на-

пример, наблюдающейся в газах и жидкостях, носители перемещаются оттуда, где их концентрация велика, туда, где их концентрация мала. Таким образом, из полупроводника *n*-типа в полупроводник *p*-типа диффундируют электроны, а в обратном направлении из полупроводника *p*-типа в полупроводник *n*-типа диффундируют дырки. Это диффузионное перемещение носителей показано на рис. 13-4, *а* сплошными стрелками. Здесь, как и ранее, электроны изображены жирными точками, дырки — кружочками, а знаки плюс и минус изображают атомы донорной и акцепторной примеси, заряженные соответственно положительно и отрицательно.

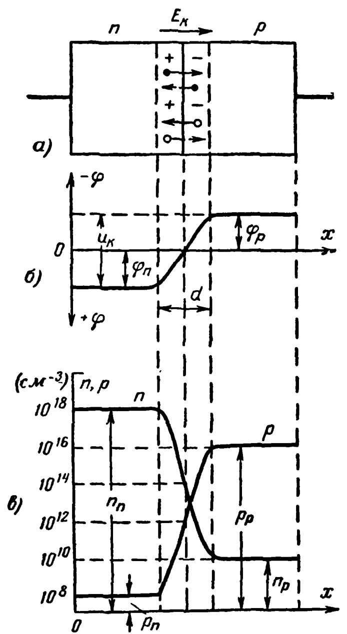


Рис. 13-4. Электронно-дырочный переход при отсутствии внешнего напряжения.

В результате диффузии носителей по обе стороны границы раздела двух полупроводников с различным типом электропроводности создаются объемные заряды различных знаков. В области *n* возникает положительный объемный заряд. Он образован положительно заряженными атомами донорной примеси и пришедшими в эту область дырками. Подобно этому в области *p* возникает отрицательный объемный заряд, образованный отрицательно заряженными атомами акцепторной примеси и пришедшими сюда электронами. На рис. 13-4, *а* для упрощения носители и атомы примесей показаны только в области перехода.

Между образовавшимися объемными зарядами возникают так называемая к о н т а к т н а я р а з н о с т ь п о т е н ц и а л о в $u_к \doteq \varphi_n - \varphi_p$ и электрическое поле. Направление вектора напряженности этого поля $E_к$ показано на рис. 13-4, *а*, а на рис. 13-4, *б* изображена потенциальная диаграмма *p-n* перехода для рассматриваемого случая, когда внешнее напряжение к переходу не приложено. На этой диаграмме, показывающей распределение потенциала вдоль оси *x*, перпендикулярной плоскости раздела двух полупроводников, за нулевой потенциал принят условно потенциал граничного слоя. Конечно, можно было бы за нулевой принять потенциал области *n* или *p*. Следует отметить, что на рис. 13-4 и на последующих рисунках для наглядности умышленно искажен масштаб. На самом деле толщина *p-n* перехода очень мала по сравнению с размерами областей *p* и *n*.

Как видно, в *p-n* переходе возникает потенциальный барьер, препятствующий диффузионному переходу носителей. На рис. 13-4, *б* изображен *барьер для электронов, стремящихся за счет диффузии* перемещаться слева направо (из области *n* в область *p*). Если бы мы отложили вверх положительный потенциал, то получили изображе-

ние такого же потенциального барьера для дырок, которые стремятся диффундировать справа налево (из области p в область n).

Высота барьера равна контактной разности потенциалов $u_к$ и обычно составляет десятые доли вольта. Чем больше концентрация примесей, тем выше концентрация основных носителей и тем большее количество их диффундирует через границу. Плотность объемных зарядов возрастает и увеличивается контактная разность потенциалов $u_к$, т. е. высота потенциального барьера. При этом толщина p-n перехода d уменьшается. Для германия, например, при средних значениях концентрации примесей $u_к = 0,3 \div 0,4$ *в* и $d = 10^{-4} \div 10^{-5}$ *см*, а при бо́льших концентрациях, применяемых в некоторых случаях, $u_к \approx 0,7$ *в* и $d \approx 10^{-6}$ *см*.

Одновременно с диффузионным перемещением основных носителей через границу происходит и обратное перемещение носителей под действием электрического поля контактной разности потенциалов. Это поле перемещает дырки из n области обратно в p область и электроны из p области обратно в n область. На рис. 13-4, *а* такое перемещение неосновных носителей под действием поля, называемое д р е й ф о м н о с и т е л е й, показано штриховыми стрелками. При данной температуре p-n переход находится в состоянии динамического равновесия. Каждую секунду через границу в противоположных направлениях диффундирует определенное количество электронов и дырок, а под действием поля такое же их количество дрейфует в обратном направлении.

Нетрудно представить себе механическую аналогию этого процесса, если считать, что диаграмма рис. 13-4, *б* изображает горку, на которую вкатываются шарики (электроны), имеющие различные начальные скорости, аналогичные тепловым скоростям электронов. За счет этих скоростей шарики будут замедленным движением подниматься на ту или иную высоту, останавливаться и скатываться обратно под действием поля тяготения. Эта аналогия пригодна также и для дырок.

Перемещение носителей за счет диффузии называют д и ф ф у з и о н н ы м т о к о м ($i_{диф}$), а движение носителей под действием поля представляет собой т о к п р о в о д и м о с т и ($i_{пров}$). В установившемся режиме, т. е. при динамическом равновесии перехода, эти токи равны и противоположны по направлению. Поэтому полный ток через переход равен нулю, что и должно быть при отсутствии внешнего напряжения. Каждый из токов $i_{диф}$ и $i_{пров}$ имеет электронную и дырочную составляющие. Величины этих составляющих различны, так как они зависят от концентрации и подвижности носителей.

Пусть, например, электронная составляющая тока диффузии равна 10 *ма*, а дырочная составляющая этого тока равна 2 *ма*. Такая разница может быть вследствие большей концентрации электронов ($n_n > p_p$), а также вследствие того, что у электронов подвижность больше, чем у дырок. Полный ток диффузии в этом примере будет составлять 12 *ма*. Электронный и дырочный токи следует складывать, хотя носители, образующие своим движением эти токи, перемещаются в противоположные стороны. Но ведь перемещение электронов в некотором направлении эквивалентно движению положительно заряженных частиц в обратном направлении, т. е. в том же, в каком движутся дырки. Для рассмотренного примера электронная и дырочная составляющие тока проводимости также будут равны соответственно 10 и 2 *ма*, но направлены они противоположно соответствующим диффузионным токам. Поэтому суммарные электронный и дырочный токи

равны нулю. Полный ток проводимости составляет 12 *ма* и компенсирует ток диффузии, так что общий ток через переход равен нулю.

Высота потенциального барьера всегда автоматически устанавливается именно такой, при которой наступает равновесие, т. е. диффузионный ток и ток проводимости взаимно компенсируют друг друга. Действительно, пусть по какой-то причине, например от повышения температуры, диффузия усилилась. Ток диффузии возрастает, через переход будет диффундировать больше носителей. Это вызовет увеличение объемных зарядов и потенциалов по обе стороны границы. Величина $u_к$ возрастет, т. е. усилится электрическое поле в переходе и повысится потенциальный барьер. Но усиление поля вызовет соответствующее увеличение тока проводимости, т. е. обратного перемещения носителей. Пока $i_{диф} > i_{пров}$, высота барьера растет, но в конце концов за счет увеличения $i_{пров}$ наступит равенство $i_{диф} = i_{пров}$ и дальнейшее повышение $u_к$ прекратится.

На рис. 13-4, *в* показано распределение концентрации носителей в *p-n* переходе. Для конкретности взяты величины концентраций, характерные для германия. Так как концентрации основных и неосновных носителей отличаются друг от друга в миллионы раз, то по вертикальной оси концентрации электронов и дырок отложены в логарифмическом масштабе. Концентрации примесей в областях *n* и *p* обычно бывают различными. Именно такой случай и показан на рис. 13-4, *в*. В полупроводнике *n*-типа концентрации основных и неосновных носителей взяты соответственно $n_n = 10^{18}$ *см*$^{-3}$ и $p_n = 10^8$ *см*$^{-3}$, а в полупроводнике *p*-типа концентрация примесей меньше и поэтому $p_p = 10^{16}$ *см*$^{-3}$ и $n_p = 10^{10}$ *см*$^{-3}$.

Как видно, в *p-n* переходе концентрация электронов плавно меняется от 10^{18} до 10^{10} *см*$^{-3}$, а концентрация дырок от 10^{16} до 10^8 *см*$^{-3}$. В результате этого в средней части *p-n* перехода получается слой с малой концентрацией носителей («о б е д н е н н ы й» носителями слой). Например, на самой границе концентрация электронов составляет 10^{14} *см*$^{-3}$, т. е. она в 10 000 раз меньше, чем в области *n*, а концентрация дырок равна 10^{12} *см*$^{-3}$ и она тоже в 10 000 раз меньше, чем в области *p*. Соответственно и удельная электрическая проводимость *p-n* перехода будет во много раз меньше, чем у остальных частей полупроводников *n* и *p*. Можно также рассматривать появление слоя, обедненного подвижными носителями, как результат действия электрического поля контактной разности потенциалов. Это поле «выталкивает» из пограничных слоев подвижные носители: электроны перемещаются в область *n*, а дырки — в область *p*.

Таким образом, в *p-n* переходе получается слой, называемый з а п и р а ю щ и м и обладающий большим сопротивлением по сравнению с сопротивлением остальных объемов *n* и *p* полупроводников.

13-4. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД ПРИ ДЕЙСТВИИ ВНЕШНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Пусть источник внешнего напряжения подключен положительным полюсом к полупроводнику *p*-типа, а отрицательным полюсом — к полупроводнику *n*-типа (рис. 13-5, *а*). Действие такого напряжения, называемого п р я м ы м ($u_{пр}$) и создающего протекание через переход прямого тока $i_{пр}$, поясняет потенциальная диаграмма, изображенная на рис. 13-5, *б*. На этом и следующем рисунках потенциальная диаграмма показана упрощенно. Для рассмотрения *p-n* перехода

процессы в остальных частях цепи не представляют интереса. Поэтому на диаграммах не показано изменение потенциала вдоль *n* и *p* областей, т. е. их сопротивление условно принято равным нулю. Не показано также изменение потенциала в контактах областей *n* и *p* с электродами, к которым присоединены провода от источника напряжения.

Электрическое поле, создаваемое в *p-n* переходе прямым напряжением, действует навстречу полю контактной разности потенциалов. Это показано на рисунке противоположным направлением векторов $E_к$ и $E_{пр}$. Результирующее поле становится слабее и разность потенциалов в переходе уменьшается, т. е. высота потенциального барьера понижается и возрастает диффузионный ток. Ведь пониженный барьер может преодолеть большее количество носителей, а ток проводимости почти не изменяется, так как он зависит от числа неосновных носителей, попадающих за счет своих тепловых скоростей в область *p-n* перехода из объемов *n* и *p* областей. Если пренебречь падением напряжения на сопротивлении областей *n* и *p*, то напряжение на переходе можно считать равным $u_к - u_{пр}$. Для сравнения на рис. 13-5, *б* штриховой линией повторена потенциальная диаграмма при отсутствии внешнего напряжения.

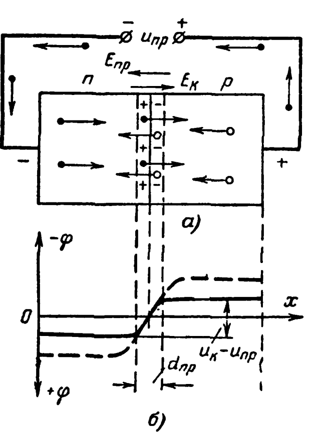


Рис. 13-5. Электронно-дырочный переход при прямом напряжении.

Как известно, при отсутствии внешнего напряжения токи $i_{диф}$ и $i_{пров}$ равны и взаимно компенсируют друг друга. При прямом напряжении $i_{диф} > i_{пров}$ и поэтому полный ток через переход, т. е. прямой ток, уже не равен нулю:

$$i_{пр} = i_{диф} - i_{пров} > 0. \quad (13\text{-}3)$$

Если барьер значительно понижен, то $i_{диф} \gg i_{пров}$ и можно считать, что $i_{пр} \approx i_{диф}$, т. е. прямой ток в переходе, является диффузионным.

Явление введения носителей заряда через понизившийся потенциальный барьер в область, где эти носители являются неосновными, называется **инжекцией носителей заряда**. Слово инжекция означает введение, впрыскивание. Область полупроводникового прибора, из которой инжектируются носители, называется **эмиттерной областью**, или **эмиттером**. А область, в которую инжектируются неосновные для этой области носители заряда, называется **базовой областью**, или **базой**. Таким образом, если рассматривать инжекцию электронов, то *n* область является эмиттером, а *p* область — базой. Для инжекции дырок, наоборот, эмиттером служит *p* область, а *n* область является базой.

В полупроводниковых приборах обычно концентрация примесей, а следовательно, и основных носителей в *n* и *p* областях весьма различна. Поэтому инжекция из области с более высокой концентрацией основных носителей резко преобладает. Соответственно этой преобладающей инжекции и дают названия эмиттер и база. Например, если $n_n \gg p_p$, то инжекция электронов из *n* области в *p* область зна-

чительно превосходит инжекцию дырок в обратном направлении. В данном случае эмиттером считают n область, а базой p область, так как инжекцией дырок можно пренебречь.

При прямом напряжении не только понижается потенциальный барьер, но и уменьшается толщина запирающего слоя ($d_{пр} < d$). Это приводит к уменьшению сопротивления запирающего слоя. Его сопротивление в прямом направлении $R_{пр}$ получается малым.

Поскольку высота барьера при отсутствии внешнего напряжения $u_к$ составляет несколько десятых долей вольта, то для значительного понижения барьера и существенного уменьшения сопротивления запирающего слоя достаточно подвести к p-n переходу прямое напряжение всего лишь порядка десятых долей вольта. Поэтому значительный прямой ток можно получить при очень небольшом прямом напряжении.

Очевидно, что при некотором прямом напряжении можно вообще уничтожить потенциальный барьер в p-n переходе. Тогда сопротивление перехода, т. е. запирающего слоя, станет близко к нулю и им можно будет пренебречь. Прямой ток в этом случае возрастет и будет зависеть от сопротивления объемов n и p областей. Теперь уже этими сопротивлениями пренебрегать нельзя, так как именно они остаются в цепи и определяют величину тока. Поясним это числовым примером.

Пусть в некотором диоде при прямом напряжении, близком к нулю, сопротивление запирающего слоя равно 200 *ом*, а сопротивления объемов n и p областей составляют по 5 *ом*. Ясно, что в этом случае полное сопротивление диода составляет $200 + 2 \cdot 5 = 210$ *ом* и приближенно равно сопротивлению 200 *ом* p-n перехода. А если при большем прямом напряжении, например 0,5 *в*, барьер исчезает и сопротивление перехода становится 0,5 *ом*, то полное сопротивление, равное теперь $0{,}5 + 2 \cdot 5 = 10{,}5$ *ом*, можно приближенно считать состоящим из двух сопротивлений по 5 *ом*, т. е. допустимо пренебречь сопротивлением перехода.

Рассмотрим еще характер прямого тока в разных частях цепи (рис. 13-5, *а*). Электроны из n области движутся через переход в p область, а навстречу им из p области в n область перемещаются дырки, т. е. через переход протекают два тока: электронный и дырочный. Во внешних проводах, конечно, движутся только электроны. Они перемещаются в направлении от минуса источника к n области и компенсируют убыль электронов, диффундирующих через переход в p область. А из p области электроны уходят в направлении к плюсу источника и в этой области образуются новые дырки. Такой процесс происходит непрерывно и, следовательно, непрерывно протекает прямой ток.

У левого края полупроводника n электронный ток имеет наибольшее значение. По мере приближения к переходу он уменьшается, так как все большее количество электронов рекомбинирует с дырками, движущимися через переход навстречу электронам, а дырочный ток i_p, наоборот, увеличивается. Полный прямой ток $i_{пр}$ в любом сечении, конечно, один и тот же

$$i_{пр} = i_n + i_p = \text{const}. \qquad (13\text{-}4)$$

Это следует из основного закона последовательной электрической цепи, во всех частях которой ток всегда одинаков.

Так как толщина перехода очень мала и он обеднен носителями, то в нем рекомбинирует мало носителей и токи здесь почти не изменяются. А далее электроны, инжектированные в p область, рекомби-

нируют с дырками. Поэтому по мере удаления от перехода вправо в p области ток i_n продолжает уменьшаться, а ток i_p — увеличиваться. У правого края p области ток i_n наименьший, а ток i_p — наибольший. На рис. 13-6 с помощью графиков показано изменение этих токов вдоль оси x для случая, когда ток i_n преобладает над током i_p вследствие того, что $n_n > p_p$, а также потому, что подвижность электронов больше подвижности дырок.

Конечно, при прямом токе, кроме диффузионного тока, есть еще ток проводимости, образованный движением неосновных носителей. Но он достаточно мал и можно не принимать его во внимание.

Пусть теперь источник внешнего напряжения подключен положительным полюсом к области n, а отрицательным — к области p (рис. 13-7, *а*). Под действием такого **обратного напряжения** $u_{обр}$ через переход протекает очень небольшой **обратный ток**

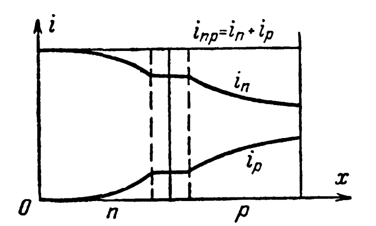


Рис. 13-6. Распределение электронного и дырочного токов в p-n переходе.

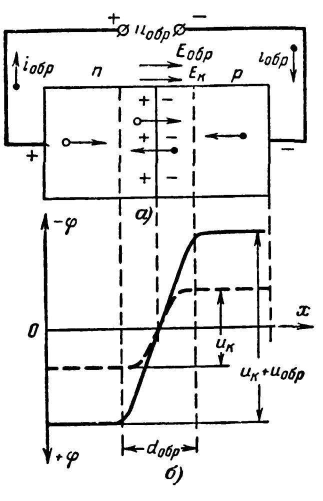


Рис. 13-7. Электронно-дырочный переход при обратном напряжении.

$i_{обр}$, что объясняется следующим образом. Поле, создаваемое обратным напряжением, складывается с полем от контактной разности потенциалов. На рис. 13-7, *а* это показывают одинаковые направления векторов $E_к$ и $E_{обр}$. Результирующее поле усиливается и высота потенциального барьера теперь равна $u_к + u_{обр}$. Уже при небольшом повышении барьера диффузионное перемещение основных носителей через переход прекращается, т. е. $i_{диф} = 0$. А ток проводимости остается почти неизменным, так как он определяется числом неосновных носителей, попадающих в область p-n перехода из объемов n и p областей. Выведение неосновных носителей через p-n переход ускоряющим электрическим полем, созданным внешним напряжением, называют **экстракцией носителей заряда** (слово экстракция означает выдергивание, извлечение).

Таким образом, обратный ток $i_{обр}$ представляет собой практически ток проводимости, образованный перемещением неосновных носителей. Обратный ток получается очень небольшим, так как неосновных носителей мало и, кроме того, сопротивление запирающего слоя при обратном напряжении очень велико. Действительно, при повышении обратного напряжения поле в области перехода становится

сильнее и под действием этого поля больше основных носителей «выталкивается» из пограничных слоев в глубь *n* и *p* областей. Поэтому с увеличением обратного напряжения увеличивается не только высота потенциального барьера, но и толщина запирающего слоя ($d_{обр} > d$). Этот слой еще больше обедняется носителями и его сопротивление значительно возрастает, т. е. $R_{обр} \gg R_{пр}$.

Уже при сравнительно небольшом обратном напряжении обратный ток достигает почти постоянной величины, которую можно назвать током насыщения. Это объясняется тем, что количество неосновных носителей ограничено. С повышением температуры концентрация их возрастает и обратный ток увеличивается, а обратное сопротивление уменьшается.

Рассмотрим несколько подробнее, как устанавливается обратный ток при включении обратного напряжения. Сначала возникает переходный процесс, связанный с движением основных носителей. Электроны в *n* области движутся по направлению к положительному полюсу источника, т. е. удаляются от *p-n* перехода. А в *p* области, удаляясь от *p-n* перехода, движутся дырки. У правого электрода они рекомбинируют с электронами, которые приходят из провода, соединяющего этот электрод с отрицательным полюсом источника.

Поскольку из *n* области уходят электроны, она заряжается положительно, так как в ней остаются положительно заряженные атомы донорной примеси. Подобно этому *p* область заряжается отрицательно, так как ее дырки заполняются приходящими электронами и в ней остаются отрицательно заряженные атомы акцепторной примеси.

Рассмотренное движение основных носителей в противоположные стороны продолжается лишь малый промежуток времени. Такой кратковременный ток подобен зарядному току конденсатора. По обе стороны *p-n* перехода возникают два разноименных объемных заряда и вся система становится аналогичной заряженному конденсатору с плохим диэлектриком, в котором имеется ток утечки (его роль играет обратный ток). Но ток утечки конденсатора в соответствии с законом Ома пропорционален приложенному напряжению, а обратный ток *p-n* перехода сравнительно мало зависит от напряжения.

13-5. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА

Электронно-дырочный переход представляет собой полупроводниковый диод. Нелинейные свойства диода видны при рассмотрении его вольт-амперной характеристики. Пример такой характеристики для диода небольшой мощности дан на рис. 13-8. Она показывает, что прямой ток в десятки миллиампер получается при прямом напряжении порядка десятых долей вольта. Поэтому прямое сопротивление имеет величину не выше десятков ом. Для более мощных диодов прямой ток составляет сотни миллиампер и больше при таком же малом напряжении, а $R_{пр}$ соответственно снижается до единиц ом и меньше.

Участок характеристики для обратного тока, малого по сравнению с прямым током, обычно показывают в другом масштабе, что и сделано на рис. 13-8. Обратный ток при обратном напряжении до сотен вольт у диодов небольшой мощности составляет лишь единицы или десятки микроампер. Это соответствует обратному сопротивлению до сотен килоом и больше.

Так как $u_{обр} \gg u_{пр}$, то эти напряжения также отложены в разных масштабах. Вследствие различия в масштабах получился излом кривой в начале координат. При неизменном масштабе характеристика была бы плавной кривой без излома.

Характеристика прямого тока в начале имеет значительную нелинейность, так как при увеличении $u_{пр}$ от нуля сопротивление запирающего слоя уменьшается. Поэтому кривая идет с все большей крутизной. Но при $u_{пр}$ порядка нескольких десятых долей вольта запирающий слой практически исчезает и остается только сопротивление объемов *n* и *p* областей, которое приближенно является постоянным. Далее характеристика становится приблизительно линейной. Небольшая нелинейность здесь объясняется тем, что при увеличении тока *n* и *p* области нагреваются и от этого их сопротивление все же несколько уменьшается.

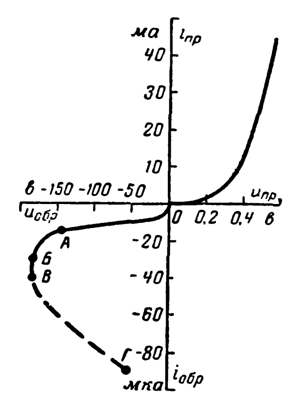


Рис. 13-8. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода.

Обратный ток при увеличении обратного напряжения сначала быстро возрастает. Это вызвано тем, что уже при небольшом обратном напряжении за счет повышения потенциального барьера в переходе резко снижается диффузионный ток, который направлен навстречу току проводимости. Следовательно, полный ток $i_{обр} = i_{пров} - i_{диф}$ резко увеличивается. Однако при дальнейшем повышении обратного напряжения ток растет незначительно, т. е. наступает явление, напоминающее насыщение. Рост тока происходит вследствие нагрева перехода током за счет утечки по поверхности, а также за счет л а в и н н о г о р а з м н о ж е н и я н о с и т е л е й з а р я д а, т. е. увеличения числа носителей заряда в результате ударной ионизации.

Явление это состоит в том, что при более высоком обратном напряжении электроны приобретают большую скорость и, ударяя в атомы кристаллической решетки, выбивают из них новые электроны, которые в свою очередь разгоняются полем и также выбивают из атомов электроны. Такой процесс усиливается с повышением напряжения.

При некотором значении обратного напряжения возникает п р о б о й *p-n* п е р е х о д а, при котором обратный ток резко возрастает и сопротивление запирающего слоя резко уменьшается. Следует различать э л е к т р и ч е с к и й и т е п л о в о й п р о б о й *p-n* перехода. Электрический пробой, область которого обозначена на характеристике рис. 13-8 буквами *АБВ*, является обратимым, т. е. при этом пробое в переходе не происходит необратимых изменений (разрушений структуры вещества). Поэтому работа диода в режиме электрического пробоя допустима. Специальные диоды для стабилизации напряжения — полупроводниковые стабилитроны — работают на участке *БВ* характеристики. Могут быть два вида электрического пробоя, которые нередко сопутствуют друг другу: л а в и н н ы й и т у н н е л ь н ы й.

Лавинный пробой объясняется рассмотренным выше лавинным размножением носителей за счет ударной ионизации. Этот пробой

характерен для p-n переходов большой толщины, получающихся при сравнительно малой концентрации примесей в полупроводниках. Пробивное напряжение для лавинного пробоя обычно составляет десятки или сотни вольт.

Туннельный пробой объясняется весьма интересным явлением туннельного эффекта. Сущность его состоит в том, что при достаточно сильном поле с напряженностью более 10^5 *в/см*, действующем в p-n переходе малой толщины, некоторые электроны проникают через переход без изменения своей энергии. Тонкие p-n переходы, в которых возможен туннельный эффект, получаются при высокой концентрации примесей. Пробивное напряжение, соответствующее туннельному пробою, обычно не превышает единиц вольт. Более подробно туннельный эффект рассматривается в § 15-1.

Область теплового пробоя показана на рис. 13-8 штриховой линией (участок *ВГ*). Тепловой пробой необратим, так как он сопровождается разрушением вещества p-n перехода. Причиной теплового пробоя является нарушение устойчивости теплового режима p-n перехода. Это означает, что количество тепла, выделяющееся в переходе от нагрева его обратным током, превышает количество тепла, отводимое от перехода. В результате температура перехода возрастает, сопротивление его уменьшается и ток увеличивается. Наступает перегрев перехода и его тепловое разрушение.

13-6. ЕМКОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА

В § 13-4 говорилось о том, что p-n переход при обратном напряжении $u_{обр}$ аналогичен конденсатору со значительной утечкой в диэлектрике. Запирающий слой имеет очень высокое сопротивление и по обе его стороны расположены два разноименных объемных заряда ($+Q_{обр}$ и $-Q_{обр}$), созданных ионизированными атомами донорной и акцепторной примеси. Поэтому p-n переход обладает емкостью, подобной емкости конденсатора с двумя обкладками. Эту емкость называют барьерной емкостью (иногда зарядной емкостью или емкостью перехода). Она определяется отношением

$$C_б = \frac{Q_{обр}}{u_{обр}}. \qquad (13\text{-}5)$$

Величина барьерной емкости, как и емкость обычных конденсаторов, возрастает при увеличении площади p-n перехода и диэлектрической проницаемости вещества полупроводника и уменьшении толщины запирающего слоя. Несмотря на то, что у диодов небольшой мощности площадь перехода мала, емкость $C_б$ получается весьма заметной за счет очень малой толщины запирающего слоя и сравнительно большой относительной диэлектрической проницаемости (например, у германия $\varepsilon = 16$). В зависимости от площади перехода $C_б$ может быть от единиц до сотен пикофарад. Особенность барьерной емкости состоит в том, что она является нелинейной емкостью, т. е. изменяется при изменении напряжения на переходе. Если обратное напряжение возрастает, то толщина запирающего слоя увеличивается. А так как этот слой играет роль диэлектрика, то емкость $C_б$ уменьшается. Характер зависимости $C_б = f\ (u_{обр})$ показывает график рис. 13-9 (его числовые значения соответствуют одному из плоскостных диодов). Как видно, $C_б$ под влиянием $u_{обр}$ изменяется в несколько раз.

Барьерная емкость вредно влияет на выпрямление переменного тока, так как она шунтирует диод и через нее на более высоких частотах проходит переменный ток. Но вместе с тем имеется и полезное применение барьерной емкости. Специальные диоды, называемые **варикапами**, используют в качестве конденсаторов переменной емкости для настройки колебательных контуров, а также в некоторых схемах, работа которых основана на применении нелинейной емкости. В отличие от обычных конденсаторов переменной емкости, в которых изменение емкости происходит механическим путем, в варикапах это изменение достигается регулировкой величины обратного напряжения. Способ настройки колебательных контуров с помощью варикапов называют **электронной настройкой**. Конечно, в качестве варикапов могут применяться и обычные выпрямительные полупроводниковые диоды.

При прямом напряжении на диоде к барьерной емкости добавляется еще так называемая **диффузионная емкость** $C_{диф}$, которая также нелинейна и возрастает при увеличении $u_{пр}$. Диффузионная емкость характеризует накопление подвижных носителей заряда в n и p областях при наличии прямого напряжения на переходе. Она существует только при прямом напряжении, когда носители заряда в большом количестве диффундируют (инжектируются) через пониженный потенциальный барьер и, не успев рекомбинировать, накапливаются в n и p областях. Так, например, если в некотором диоде p область является эмиттером, а n область — базой, то при подаче прямого напряжения из p области в n область через переход устремляется большое количество дырок [1] и следовательно, в n области появляется положительный заряд. Одновременно под действием источника прямого напряжения из провода внешней цепи в n область входят электроны и в этой области возникает отрицательный заряд. Дырки и электроны в n области не могут мгновенно рекомбинировать. Поэтому каждому значению прямого напряжения $u_{пр}$ соответствует определенная величина двух равных разноименных зарядов $+Q_{диф}$ и $-Q_{диф}$, накопленных в n области за счет диффузии носителей через переход. Емкость $C_{диф}$, как обычно, представляет собой отношение заряда к разности потенциалов

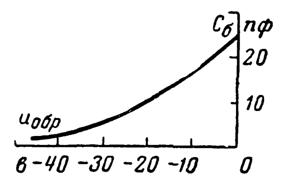


Рис. 13-9. Зависимость барьерной емкости от обратного напряжения.

$$C_{диф} = \frac{Q_{диф}}{u_{пр}}. \qquad (13\text{-}6)$$

С увеличением $u_{пр}$ прямой ток растет быстрее, чем напряжение, так как вольт-амперная характеристика для прямого тока нелинейна; поэтому $Q_{диф}$ растет быстрее, чем $u_{пр}$, и $C_{диф}$ увеличивается при повышении прямого напряжения.

Диффузионная емкость значительно больше барьерной, но она не оказывает существенного влияния на работу диода и использовать ее не удается, так как она всегда зашунтирована малым прямым со-

---

[1] Потоком электронов из n области в p область в данном случае можно пренебречь, так как $n_n \ll p_p$.

противлением p-n перехода. Практическое значение имеет только барьерная емкость.

Имея в виду, что диод обладает емкостью, можно составить его эквивалентную схему для переменного тока. В упрощенном виде она показана на рис. 13-10. Сопротивление R_0 в этой схеме представляет собой сравнительно небольшое сопротивление объемов n и p областей и контактов этих областей с выводами. При прямом напряжении емкость C является суммой барьерной и диффузионной емкостей, а не линейное сопротивление $R_{нл}$ перехода равно $R_{пр}$, т. е. имеет небольшую величину. При обратном напряжении диффузионная емкость отсутствует и $C = C_б$, а $R_{нл} = R_{обр}$, т. е. имеет очень большую величину. Приведенная эквивалентная схема в различных частных случаях может быть упрощена. На всех частотах, за исключением самых высоких, обычно $R_{пр} \ll \frac{1}{\omega C}$ и поэтому для прямого напряжения на этих частотах можно исключить из схемы емкость C. Кроме того, как уже разъяснялось ранее, при малых $u_{пр}$ можно пренебречь R_0 по сравнению с $R_{пр}$, а при больших $u_{пр}$, наоборот, $R_{пр} \ll R_0$. Для обратного напряжения практически всегда можно пренебречь величиной R_0, а на низших частотах и емкостью, так как на этих частотах

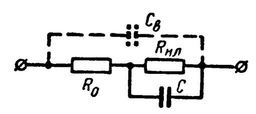


Рис. 13-10. Эквивалентная схема полупроводникового диода.

$$\frac{1}{\omega C_б} \gg R_{обр}.$$

Следует иметь в виду, что, кроме емкости C, существует еще емкость $C_в$ между выводами диода, которая может заметно шунтировать диод на очень высоких частотах. Она показана на рис. 13-10 штрихом.

13-7. ТЕМПЕРАТУРНЫЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Выше уже отмечалось, что на электропроводность полупроводников сильное влияние оказывает температура. При повышении температуры возрастает генерация пар носителей заряда, т. е. увеличивается концентрация носителей и проводимость растет. Поэтому свойства полупроводниковых диодов сильно зависят от температуры. Это наглядно показывают вольт-амперные характеристики, снятые при различной температуре. На рис. 13-11 они представлены для германиевого диода. Как видно, при повышении температуры прямой и обратный токи растут. Очень сильно увеличивается обратный ток, что объясняется

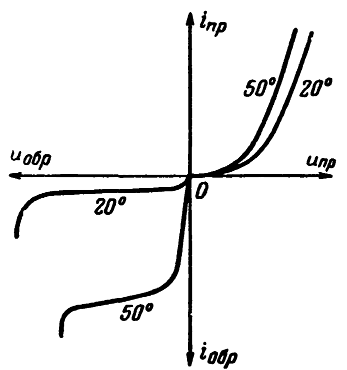


Рис. 13-11. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику диода.

возрастанием генерации пар носителей. Для германиевых диодов обратный ток возрастает примерно в 2 раза при повышении температуры на каждые 10° С. Это можно выразить следующей формулой:

$$i_{обр\,(t)} = i_{обр\,(20°)} 2^{\frac{t-20}{10}}. \qquad (13\text{-}7)$$

Следовательно, если температура поднялась с 20 до 70° С, то $i_{обр}$ увеличивается в 2^5, т. е. в 32 раза. Кроме того, с повышением температуры у германиевых диодов снижается напряжение, при котором начинается электрический пробой.

У кремниевых диодов при нагреве на каждые 10° С обратный ток увеличивается примерно в 2,5 раза, а напряжение электрического пробоя при повышении температуры сначала несколько возрастает, а затем уменьшается.

Прямой ток при нагреве диода растет не так сильно, как обратный ток. Это объясняется тем, что прямой ток получается, главным образом, за счет примесной проводимости. Но концентрация примесей не зависит от температуры.

С повышением температуры несколько возрастает барьерная емкость диода. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ), показывающий относительное изменение емкости на 1° С, имеет значения порядка 10^{-4}—10^{-3} *1/град*.

13-8. ВЫПРЯМЛЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ДИОДАМИ

Поскольку полупроводниковые диоды хорошо проводят ток в прямом направлении и плохо проводят в обратном, то основным назначением большинства диодов является выпрямление переменного тока. Простейшая схема выпрямителя с полупроводниковым диодом, показанная на рис. 13-12, *а*, подобна соответствующей схеме с вакуумным диодом. На схематическом изображении полупроводникового диода треугольник является анодом, черточка — катодом. Прямой ток проходит тогда, когда анод имеет положительный потенциал относительно катода. Следовательно, треугольник нужно рассматривать как острие стрелки, показывающей направление прямого тока. Именно в этом направлении движутся дырки при прямом токе, а электроны этого тока движутся в противоположном направлении.

Достоинством полупроводниковых диодов по сравнению с вакуумными диодами является не только отсутствие накала катода, но и малое падение напряжения на диоде при прямом токе. Независимо от величины тока, т. е. от мощности, на которую рассчитан полупроводниковый диод, прямое напряжение на нем составляет десятые доли вольта или немногим больше 1 *в*. Поэтому к. п. д. выпрямителей с полупроводниковыми диодами выше, чем с вакуумными диодами. При выпрямлении более высоких напряжений к. п. д. повышается, так как в этом случае потеря напряжения около 1 *в* на самом диоде не имеет существенного значения. Например, если при выпрямлении напряжения 100 *в* на диоде теряется 1 *в*, то к. п. д. получается порядка 99% (с учетом других потерь он будет, конечно, несколько ниже).

Таким образом, полупроводниковые диоды по сравнению с вакуумными более экономичны и выделяют при работе меньше тепла, создающего вредное нагревание других деталей, расположенных

вблизи. Кроме того, полупроводниковые диоды имеют очень большой срок службы. Но их недостатком является сравнительно невысокое допустимое обратное напряжение не более сотен вольт, а у высоковольтных кенотронов $U_{обр.доп}$ может быть до десятков киловольт.

Полупроводниковые диоды могут применяться в любых выпрямительных схемах. Если сглаживающий фильтр выпрямителя начинается с конденсатора большой емкости, то при включении переменного напряжения на заряд конденсатора проходит импульс тока, часто превышающий допустимое значение прямого тока данного диода. Поэтому для уменьшения такого тока иногда последовательно с диодом включают ограничительный резистор с сопротивлением порядка единиц или десятков ом.

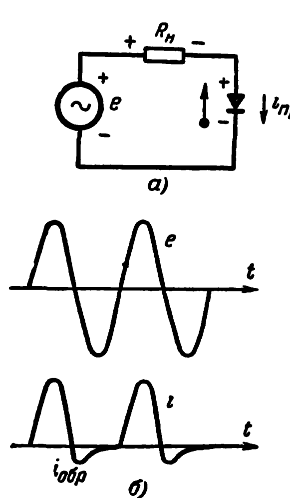


Рис. 13-12. Простейшая схема выпрямителя с полупроводниковым диодом (*а*) и графики, иллюстрирующие его работу (*б*).

В полупроводниковых диодах, работающих в выпрямительном режиме, при перемене полярности напряжения могут наблюдаться значительные импульсы обратного тока. Эти импульсы (рис. 13-12, *б*) возникают по двум причинам. Во-первых, под влиянием обратного напряжения получается импульс тока, заряжающего барьерную емкость *p-n* перехода. Чем больше эта емкость, тем больше такой импульс. Во-вторых, при обратном напряжении происходит рассасывание неосновных носителей, накопившихся в *n* и *p* областях.

Эти носители во время прохождения прямого тока инжектируются через переход и, не успев рекомбинировать, накапливаются в *n* и *p* областях. Практически вследствие неодинаковости концентраций примесей в этих областях главную роль играет больший заряд, накопившийся в одной из областей. Например, если концентрация электронов в *n* области значительно больше, чем концентрация дырок в *p* области, то *n* область является эмиттером, а *p* область — базой. Инжекция электронов из *n* области в *p* область преобладает над инжекцией дырок в обратном направлении. Поэтому в данном случае создается, главным образом, накопление электронов в *p* области. При обратном напряжении этот заряд рассасывается, т. е. электроны начинают двигаться в обратную сторону из *p* области в *n* область. Возникает импульс обратного тока. Чем больше прямой ток, тем сильнее поток инжектированных носителей (электронов в данном примере) и тем больше образованный ими заряд, а следовательно, больше импульс обратного тока. Когда это скопление носителей рассосется и практически окончится заряд барьерной емкости, то остается лишь ничтожно малый обратный ток, который можно не принимать во внимание.

С повышением частоты импульс обратного тока увеличивается. Это объясняется тем, что при более высокой частоте обратное напряжение возрастает быстрее. Следовательно, быстрее, т. е. бо́льшим

током, происходит заряд барьерной емкости. Иначе говоря, емкостное сопротивление этой емкости с повышением частоты уменьшается и ток соответственно увеличивается. Рассасывание зарядов, образованных инжектированными носителями, также происходит быстрее и от этого импульс обратного тока также возрастает.

На низкой частоте импульс обратного тока весьма мал и его длительность во много раз меньше полупериода. А на некоторой высокой частоте импульс обратного тока может иметь примерно такую же амплитуду, как импульс прямого тока, и он длится в течение всего полупериода. Если площади импульсов прямого и обратного токов будут одинаковы, то постоянная составляющая (среднее значение) тока станет равна нулю, т. е. выпрямление прекратится. Практически диоды применяют для выпрямления только до такой частоты, при которой постоянная составляющая выпрямленного тока снижается не более чем на 20—50% по сравнению с ее величиной на низкой частоте.

При повышении температуры $R_{пр}$ и $R_{обр}$ у диодов уменьшаются, но это сравнительно мало влияет на выпрямление. Дело в том, что прямой ток практически определяется величиной сопротивления резистора нагрузки $R_н$, которое всегда во много раз больше $R_{пр}$, а $R_{обр}$ даже у нагретого диода обычно еще достаточно велико по сравнению с $R_н$ и поэтому обратный ток остается малым. Однако в некоторых случаях ухудшение выпрямления при нагреве может быть заметным.

Работа полупроводниковых диодов в низкочастотных выпрямляющих устройствах характеризуется несколькими параметрами. К ним относятся средние за период значения прямого тока $I_{пр.ср}$ и соответствующего ему падения напряжения на диоде $U_{пр.ср}$, обратного напряжения $U_{обр.ср}$ и соответствующего ему обратного тока $I_{обр.ср}$. Ток $I_{пр.ср}$ часто называют выпрямленным током и обозначают его $I_{выпр}$. Весьма важными параметрами являются допустимые значения обратного напряжения $U_{обр.доп}$, прямого (или выпрямленного) тока $I_{пр.доп}$ (или $I_{выпр.доп}$) и температуры корпуса $t_{к.доп}$, а также предельная рабочая частота $f_{макс}$.

13-9. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ДИОДОВ

При выпрямлении более высоких напряжений приходится соединять диоды последовательно с тем, чтобы обратное напряжение на каждом диоде не превышало допустимого. Но вследствие значительного разброса величин обратных сопротивлений у различных экземпляров диодов одного и того же типа [1] на отдельных диодах обратное напряжение может оказаться выше допустимого, что повлечет за собой пробой диодов. Поясним это примером.

Пусть в некотором выпрямителе амплитуда обратного напряжения составляет 1 000 *в* и применены диоды с $U_{обр.доп} = 400$ *в*. Очевидно, что необходимо соединить последовательно три диода. Но предположим, что обратные сопротивления взятых диодов соответственно равны $R_{обр1} = R_{обр2} = 1$ *Мом* и $R_{обр} = 3$ *Мом*. Обратное напряжение распределяется пропорционально обратным сопротивлениям и по-

---

[1] Иногда обратные сопротивления у однотипных диодов могут отличаться друг от друга даже в десятки раз!

этому получится: $U_{обр1} = U_{обр2} = 200$ *в* и $U_{обр3} = 600$ *в*. На третьем диоде (кстати говоря, он является лучшим, так как у него наибольшее $R_{обр}$) обратное напряжение значительно выше допустимого и он может быть пробит. Если это произойдет, то напряжение 1 000 *в* распределится между оставшимися диодами и на каждом из них будет 500 *в*. Ясно, что любой из этих диодов может пробиться, после чего все обратное напряжение 1 000 *в* будет приложено к оставшемуся диоду, который его не выдержит. Такой последовательный пробой всех диодов иногда происходит за какую-то долю секунды.

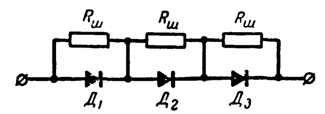


Рис. 13-13. Последовательное соединение полупроводниковых диодов.

Для того чтобы обратное напряжение распределялось равномерно между диодами, независимо от величины их обратных сопротивлений, применяют шунтирование диодов резисторами (рис. 13-13). Сопротивления $R_ш$ этих резисторов должны быть одинаковы и значительно меньше наименьшего из обратных сопротивлений диодов. Но вместе с тем $R_ш$ не должно быть слишком малым, чтобы чрезмерно не возрос ток при обратном напряжении, т. е. чтобы не ухудшилось выпрямление. Для рассмотренного выше примера можно взять резисторы с сопротивлением 200 *ком*. Тогда при обратном напряжении сопротивление каждого участка цепи, состоящего из диода и шунтирующего резистора, будет несколько меньше 200 *ком* и общее обратное напряжение разделится между этими участками примерно на три равные части. На каждом участке это напряжение окажется меньше 400 *в* и диоды будут работать надежно. Практически обычно шунтирующие резисторы имеют сопротивление от нескольких десятков до нескольких сотен килоом.

Параллельное соединение диодов применяют в случае, когда нужно получить прямой ток больше допустимого для одного диода. Но если диоды одного типа просто соединить параллельно, то вследствие неодинаковости их вольт-амперных характеристик они окажутся различно нагруженными и в некоторых диодах ток окажется больше допустимого. Различие в величине прямого тока у однотипных диодов может составлять десятки процентов.

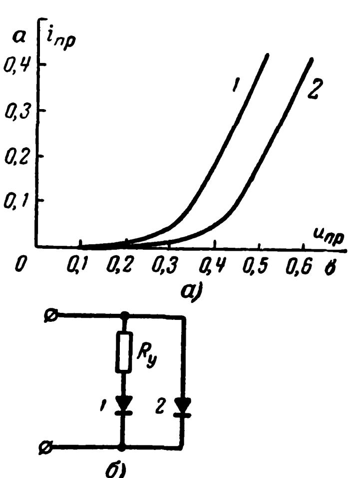


Рис. 13-14. Параллельное соединение полупроводниковых диодов.

Для примера на рис. 13-14, *а* показаны характеристики прямого тока двух диодов одного и того же типа, у которых $I_{пр.доп} = 0{,}2$ *а*. Пусть от этих диодов требуется получить прямой ток 0,4 *а*. Если их соединить параллельно, то при токе 0,2 *а* в диоде *1* напряжение на нем равно 0,4 *в*. А в диоде *2* при таком же напряжении ток будет лишь 0,05 *а*.

Таким образом, общий ток составит 0,25 *а*, а не 0,4 *а*. Увеличивать напряжение на диодах нельзя, так как тогда в диоде *1* ток станет больше допустимого.

Из характеристик видно, что для получения в диоде *2* тока 0,2 *а* надо иметь на нем напряжение 0,5 *в*, т. е. на 0,1 *в* больше, чем на диоде *1*. Поэтому для правильного режима диодов надо подвести к ним напряжение 0,5 *в*, но последовательно с диодом *1* должен быть включен уравнительный резистор (рис. 13-14, *б*). В нем при токе 0,2 *а* следует поглотить излишние для первого диода 0,1 *в*. Ясно, что сопротивление этого резистора равно $R_у = 0,1 : 0,2 = 0,5$ *ом*. При наличии такого резистора оба диода будут нагружены одинаково током в 0,2 *а*.

Практически редко включают параллельно больше двух-трех диодов. Уравнительные резисторы с сопротивлением порядка десятых долей ома или единиц ом обычно подбирают экспериментально до получения в рабочем режиме одинаковых токов в диодах. Иногда включают уравнительные резисторы с сопротивлением, заведомо в несколько раз бо́льшим, чем прямое сопротивление диодов, для того чтобы ток в каждом диоде определялся, главным образом, величиной $R_у$. Но в этом случае получается дополнительное падение напряжения на $R_у$, превышающее в несколько раз прямое напряжение диодов, и к. п. д., конечно, снижается. Если вообще не желательно включать уравнительные резисторы, то надо подобрать диоды с примерно одинаковыми характеристиками. Вообще же всегда желательно по возможности не прибегать к параллельному соединению диодов.

13-10. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Во многих современных радиоэлектронных устройствах полупроводниковые диоды часто работают в импульсном режиме при длительности импульсов порядка единиц микросекунд и меньше. Рассмотрим особенности этого режима на примере, когда плоскостной полупроводниковый диод соединен последовательно с нагрузочным резистором, сопротивление которого $R_н$ во много раз больше прямого сопротивления диода ($R_н \gg R_{пр}$). Пусть такая цепь находится под действием импульсного напряжения, которое состоит из короткого импульса прямого напряжения (положительного импульса), отпирающего диод, и более длительного импульса обратного напряжения (отрицательного импульса), запирающего диод до прихода следующего положительного импульса. Импульсы напряжения имеют прямоугольную форму (рис. 13-15, *а*).

График тока, а следовательно, и пропорционального ему напряжения на резисторе $R_н$ показаны для этого случая на рис. 13-15, *б*. При прямом напряжении ток в цепи определяется сопротивлением резистора $R_н$. Хотя прямое сопротивление диода является нелинейным, но оно почти не влияет, так как во много раз меньше $R_н$. Поэтому импульс прямого тока почти не искажен. Некоторые сравнительно небольшие искажения могут наблюдаться только при очень коротких импульсах длительностью в малые доли микросекунды.

При перемене полярности напряжения, т. е. при подаче обратного напряжения, диод запирается не сразу, а в течение некоторого времени проходит импульс обратного тока (рис. 13-15, *б*), значительно превосходящий по величине обратный ток в установившемся режиме $i_{обр.уст}$. Причинами возникновения импульса обратного тока являются

переходные процессы в диоде. Главная причина — рассасывание зарядов, образованных подвижными носителями в объемах n и p областей. Поскольку концентрации примесей в этих областях обычно весьма различны, то практически импульс обратного тока создается рассасыванием заряда, накопленного в базе, т. е. в области с относительно малой проводимостью. Например, если n область является эмиттером, а p область — базой, то при прямом токе можно пренебречь потоком дырок из p области в n область и рассматривать только поток электронов из n области в p область.

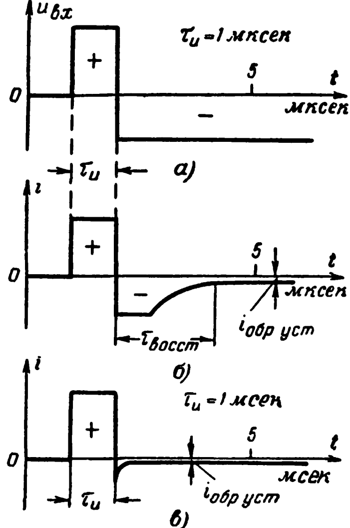


Рис. 13-15. Графики, иллюстрирующие импульсный режим работы полупроводникового диода.

Этот диффузионный поток электронов через переход вызывает накопление электронов в p области, так как эти электроны, пришедшие в большом количестве в p область, не могут сразу рекомбинировать с дырками или дойти до металлического вывода от p области. При перемене полярности напряжения этот заряд начинает двигаться в обратном направлении и в результате получается импульс обратного тока. Чем больше был прямой ток, тем больше электронов накапливалось в базе и тем сильнее такой импульс. Двигаясь от базы обратно в эмиттер, электроны частично рекомбинируют с дырками, а частично проходят через n область и доходят до металлического вывода от этой области.

Процесс исчезновения заряда, накопленного в базе, длится некоторое время. Этот процесс и называют рассасыванием заряда. К концу рассасывания обратный ток убывает и достигает своей установившейся весьма малой величины $i_{обр.уст}$. Иначе можно сказать, что вследствие постепенного рассасывания заряда неосновных носителей, накопившихся в базе во время протекания импульса прямого тока, обратное сопротивление диода $R_{обр}$ сначала оказывается сравнительно небольшим, а затем оно постепенно возрастает и доходит до своего нормального установившегося значения.

Время $\tau_{восст}$ от момента возникновения обратного тока до момента, когда этот ток уменьшится до установившегося значения, называют *временем восстановления обратного сопротивления*. Эта величина является важным параметром диодов, предназначенных для импульсной работы. У таких диодов $\tau_{восст}$ не превышает десятых долей микросекунды. Чем оно меньше, тем лучше, так как тогда диод быстрее запирается.

Второй причиной возникновения импульса обратного тока является заряд емкости диода $C_д$ под действием обратного напряжения. Зарядный ток этой емкости складывается с током рассасывания заряда базы и в результате получается суммарный импульс обратного

тока. Импульс зарядного тока тем больше, чем больше емкость диода. Величина этой емкости у специальных диодов для импульсной работы не превышает единиц пикофарад. Поэтому зарядный ток обычно сравнительно небольшой и главную роль в образовании импульса обратного тока играет ток от рассасывания заряда базы.

Если импульс прямого тока имеет длительность значительно бо́льшую, чем длительность рассмотренных переходных процессов (например, порядка миллисекунд), то импульс обратного тока получается настолько коротким (рис. 13-15, *в*), что его можно не принимать во внимание.

Импульсные диоды, помимо величин $\tau_{восст}$ и $C_д$, характеризуются еще рядом параметров. К ним относятся постоянное прямое напряжение $U_{пр}$ при определенном постоянном прямом токе $I_{пр}$, обратный ток $I_{обр}$ при определенном обратном напряжении $U_{обр}$, допустимое обратное напряжение $U_{обр.доп}$ и допустимый импульс прямого тока $I_{пр.имп.доп}$.

13-11. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Полупроводниковые диоды подразделяются по многим признакам. Прежде всего следует различать точечные, плоскостные и поликристаллические диоды. У точечных диодов линейные размеры, определяющие площадь *p-n* перехода, такого же порядка как толщина перехода, или меньше ее. У плоскостных диодов эти размеры значительно больше толщины перехода.

Точечные диоды имеют малую емкость *p-n* перехода (обычно менее 1 *пф*) и поэтому применяются на любых частотах вплоть до СВЧ. Но они могут пропускать токи не более единиц или нескольких десятков миллиампер. Плоскостные диоды в зависимости от площади перехода обладают емкостью в десятки пикофарад и более. Поэтому их применяют на частотах не выше десятков килогерц. Допустимый ток в плоскостных диодах бывает от десятков миллиампер до сотен ампер и больше.

Основой точечных и плоскостных диодов являются пластинки полупроводника, вырезанные из монокристалла, имеющего во всем своем объеме правильное кристаллическое строение. В качестве полупроводниковых веществ для точечных и плоскостных диодов применяют чаще всего германий и кремний, а в последнее время также арсенид галлия (GaAs) и карбид кремния (SiC).

Поликристаллические диоды имеют *p-n* переход, образованный полупроводниковыми слоями, состоящими из большого количества кристаллов малого размера, различно ориентированных друг относительно друга и поэтому не представляющих собой единого монокристалла. Эти диоды бывают селеновые, меднозакисные (купроксные) и титановые.

Принцип устройства точечного диода показан на рис. 13-16, *а*. В нем тонкая заостренная проволочка (игла) с нанесенной на нее примесью приваривается при помощи импульса тока к пластинке полупроводника с определенным типом электропроводности. При этом из иглы в основной полупроводник диффундируют примеси, которые создают в нем область с другим типом электропроводности. Этот процесс называется формовкой диода. Таким образом, около иглы получается миниатюрный *p-n* переход полусферической формы.

Следовательно, принципиальной разницы между точечными и плоскостными диодами нет.

Германиевые точечные диоды обычно изготавливают из германия *n*-типа со сравнительно большим удельным сопротивлением. К германию приваривают проволочку из бериллиевой бронзы или вольфрама, покрытого индием. Индий или бериллий является для германия акцептором. Полученная область германия *p*-типа работает в качестве эмиттера.

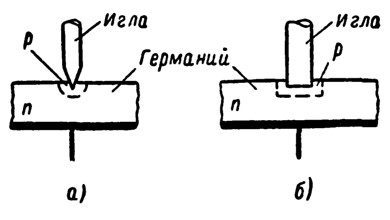


Рис. 13-16. Принцип устройства точечного (*а*) и микроплоскостного (*б*) диодов.

Для изготовления кремниевых точечных диодов используются кремний *n*-типа и игла, покрытая алюминием, который служит акцептором для кремния.

В последнее время появились еще так называемые микроплоскостные или микросплавные диоды, которые имеют несколько больший по площади *p-n* переход, чем точечные диоды (рис. 13-16, *б*).

Плоскостные диоды изготавливаются, главным образом, методами сплавления (вплавления) или диффузии. Для примера на рис. 13-17, *а* показан принцип устройства сплавного германиевого диода. В пластинку германия *n*-типа вплавляют при температуре около 500° С каплю индия, которая, сплавляясь с германием, образует слой германия *p*-типа. Область с электропроводностью *p*-типа имеет более высокую концентрацию примеси, нежели основная пластинка сравнительно высокоомного германия, и поэтому является эмиттером. К основной пластинке германия и к индию припаиваются выводные проволочки, обычно из никеля. Если за исходный материал взят высокоомный германий *p*-типа, то в него вплавляют сурьму и тогда получается эмиттерная область *n*-типа.

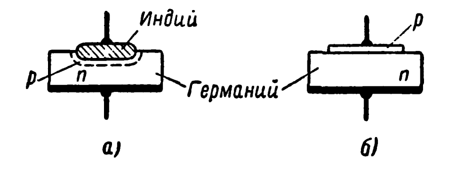


Рис. 13-17. Принцип устройства плоскостных германиевых диодов.

а — сплавной; *б* — изготовленный методом диффузии.

Следует отметить, что сплавным методом получают так называемые резкие или ступенчатые *p-n* переходы, в которых толщина области изменения концентрации примесей значительно меньше толщины области объемных зарядов, существующих в переходе.

Диффузионный метод изготовления *p-n* перехода состоит в том, что атомы примеси диффузионным путем проникают в основной полупроводник. Примесное вещество при этом обычно находится в газообразном или жидком состоянии. Для того чтобы могла происходить достаточно интенсивная диффузия, основной полупроводник нагревают до более высокой температуры, чем в методе сплавления. Например, пластинку германия типа *n* нагревают до 900° С и помещают в пары индия. Тогда на поверхности пластинки образуется слой германия *p*-типа. Изменяя время диффузии, можно довольно точно

получить слой нужной толщины. После охлаждения его удаляют путем травления со всех частей пластинки, кроме одной грани. Диффузионный слой играет роль эмиттера. От него и от основной пластинки делают выводы (рис. 13-17, *б*). В диффузионном методе атомы примеси проникают на относительно большую глубину в основной полупроводник и поэтому *p-n* переход получается плавным, т е. в нем толщина области изменения концентрации примеси сравнима с толщиной области объемных зарядов, сосредоточенных около перехода.

Прежде чем перейти к рассмотрению основных типов диодов, различающихся друг от друга по своему назначению и частотным свойствам, познакомимся с системой обозначений (маркировкой) диодов. В соответствии с ГОСТ 10862-64 обозначения полупроводниковых приборов состоят из четырех элементов.

Первый элемент (буква или цифра) указывает на исходный материал: Г или 1 — германий, К или 2 — кремний, А или 3 — арсенид галлия. Буква присваивается германиевым и кремниевым приборам, работающим соответственно при температурах до 60 и 85° С. Цифра обозначает германиевые и кремниевые приборы, работающие при температурах соответственно до 70 и 120° С.

Второй элемент обозначения (буква) указывает тип прибора: Д — диоды (выпрямительные, универсальные, импульсные), Ц — выпрямительные столбы и блоки, А — сверхвысокочастотные диоды, С — стабилитроны, В — варикапы, И — туннельные диоды, Т — транзисторы, Н — неуправляемые многослойные переключающие приборы, У — управляемые многослойные переключающие приборы, Ф — фотоприборы.

Третий элемент обозначения (число) указывает назначение прибора и его электрические свойства. Для низкочастотных диодов это число означает: от 101 до 199, от 201 до 299 и от 301 до 399 соответственно выпрямительные диоды малой, средней и большой мощности, от 401 до 499 — универсальные диоды, от 501 до 599 — импульсные диоды. Варикапы имеют числа от 101 до 999. Сверхвысокочастотные диоды имеют следующие обозначения: смесительные диоды — от 101 до 199, видеодетекторы — от 201 до 299, модуляторные диоды — от 301 до 399, параметрические — от 401 до 499, переключающие (коммутационные) — от 501 до 599 и умножительные — от 601 до 699. У стабилитронов малой мощности для напряжений стабилизации от 0,1 до 9,9 *в*, от 10 до 99 *в* и от 100 до 199 *в* ставятся числа соответственно от 101 до 199, от 201 до 299 и от 301 до 399. Для стабилитронов средней мощности на те же напряжения числа будут соответственно от 401 до 499, от 501 до 599 и от 601 до 699, а стабилитроны большой мощности на те же напряжения имеют эти числа соответственно от 701 до 799, от 801 до 899 и от 901 до 999. Выпрямительные столбы малой и средней мощности обозначаются соответственно числами от 101 до 199 и от 201 до 299, а выпрямительные блоки малой, средней и большой мощности имеют обозначения соответственно от 301 до 399, от 401 до 499 и от 501 до 599.

Четвертый элемент обозначения — буква — указывает на разновидность типа данной группы приборов.

Полупроводниковые приборы, разработанные до 1964 г., но применяющиеся еще и сейчас, имеют обозначения по другой системе (ГОСТ 5461-59). В этих обозначениях три элемента. Первый (буква) указывает на тип прибора: Д — диоды, П — плоскостные транзисторы. Второй элемент (число) указывает исходный материал или

назначение прибора: от 1 до 100 — точечные германиевые диоды, от 101 до 200 — точечные кремниевые, от 201 до 300 — плоскостные кремниевые, от 301 до 400 — плоскостные германиевые, от 401 до 500 — смесительные СВЧ диоды, от 501 до 600 — умножительные, от 601 до 700 — видеодетекторы, от 701 до 749 — параметрические германиевые диоды, от 750 до 800 — параметрические кремниевые, от 801 до 900 — стабилитроны (опорные диоды), от 901 до 950 — варикапы, от 951 до 1000 — туннельные диоды, от 1001 до 1100 — выпрямительные столбы. Третий элемент — буква — указывает разновидность прибора. Для приборов, не имеющих разновидности типа, третий элемент отсутствует.

Исключением из этой системы является обозначение применяющихся еще в настоящее время плоскостных германиевых диодов Д7, данное им по более старой системе, бывшей до 1959 г.

Рассмотрим теперь диоды различных типов.

Выпрямительные плоскостные диоды. Широкое применение получили низкочастотные выпрямительные диоды, предназначенные для выпрямления переменного тока с частотой не выше 50 *кгц*. Эти диоды применяются в выпрямительных устройствах для питания различной аппаратуры. Иногда их называют силовыми диодами. Низкочастотные диоды являются плоскостными и изготовляются из германия или кремния. Они делятся на диоды малой, средней и большой мощности, что соответствует допустимым значениям выпрямленного тока до 300 *ма*, от 300 *ма* до 10 *а* и больше 10 *а*. Все параметры диодов обычно указываются для работы при температуре окружающей среды 20 ± 5° С.

Германиевые диоды изготовляются, как правило, вплавлением индия в германий *n*-типа. Они могут допускать плотность тока до 100 $а/см^2$ при прямом напряжении до 0,8 *в*. Допустимое обратное напряжение у них не превышает 400 *в*, а обратный ток обычно бывает не более десятых или сотых долей миллиампера для диодов малой мощности и единиц миллиампер для диодов средней мощности. Рабочая температура этих диодов от —60 до +75° С. Если диоды работают при температуре окружающей среды выше 20° С, то необходимо снижать обратное напряжение. При пониженном атмосферном давлении или ухудшенных условиях охлаждения возможен перегрев диодов. Чтобы не допускать его, следует снижать выпрямленный ток.

Примерами германиевых диодов малой мощности являются диоды Д7 (имеется несколько их разновидностей от Д7А до Д7Ж) на выпрямленный ток до 300 *ма* и обратное напряжение от 50 до 400 *в*. Они оформлены в герметичном металлическом корпусе (рис. 13-18, *а*), который соединен с кристаллом германия *n*-типа. Вывод от индия сделан через проходной стеклянный изолятор, покрытый светонепроницаемым лаком. Попадание света на *p-n* переход недопустимо, так как под влиянием излучения в переходе могут генерироваться пары электрон—дырка и тогда значительно возрастет обратный ток диода.

Диоды средней мощности Д302—Д305 имеют металлический герметичный корпус с винтом для крепления на теплоотводящем шасси (рис. 13-18, *б*). Они рассчитаны на выпрямленный ток от 1 до 10 *а* и обратное напряжение от 200 до 50 *в*.

Для выпрямления более высоких напряжений выпущены германиевые выпрямительные столбы Д1001—Д1003, оформленные в металлическом прямоугольном корпусе, залитом эпоксидной смолой. В них имеется от 4 до 14 диодов, подобранных по своим параме-

трам. Допустимый выпрямленный ток для этих столбов составляет от 100 до 300 *ма*, а допустимое обратное напряжение — от 2 до 0,5 *кв*. Столбы с буквой А в конце обозначения имеют две самостоятельные ветви с отдельными выводами.

Мощные германиевые диоды работают с естественным, а также принудительным воздушным или водяным охлаждением. Они изготовляются на выпрямленный ток до 1 000 *а* и обратное напряжение до 150 *в*. Обозначение этих диодов состоит из трех элементов. Первый элемент — буквы ВГ или в случае водяного охлаждения ВГ-В. Второй элемент — величина выпрямленного тока в амперах. Третий элемент — допустимое обратное напряжение в вольтах (например, ВГ-50-150). Для диодов ВГ-В обратное напряжение указывается

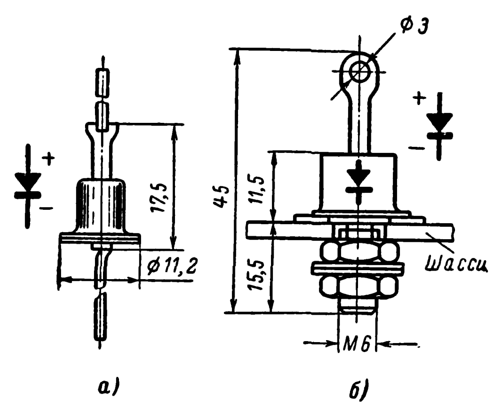


Рис. 13-18. Выпрямительные диоды малой (*а*) и средней (*б*) мощности.

уменьшенным в 100 раз и в виде знаменателя дроби. Например, у диода ВГ-В-200/1,5 допустимое обратное напряжение составляет 150 *в*.

Выпрямительные кремниевые диоды в последнее время получили особенно большое распространение. Они изготовляются вплавлением алюминия в кремний *n*-типа, а также сплава олова с фосфором или золота с сурьмой в кремний *p*-типа. Применяется и диффузионный метод. По сравнению с германиевыми диодами кремниевые диоды имеют ряд преимуществ. Допустимая плотность прямого тока у них до 200 $а/см^2$, а допустимое обратное напряжение может быть до 1 000 *в*. Рабочая температура от —60 до +125° С (для некоторых типов даже до +150° С). Прямое напряжение у кремниевых диодов доходит до 1—1,2 *в*, т. е. несколько больше, чем у германиевых диодов.

Кремниевые диоды малой мощности имеют конструкцию по рис. 13-18, *а*. К ним относятся диоды серий Д206—Д211, Д217, Д218 и Д226. Они рассчитаны на выпрямленный ток от 100 до 300 *ма* и допустимое обратное напряжение от 100 до 1 000 *в*. Диоды средней мощности имеют обозначения Д202—Д205, Д231—Д234 и Д242—Д244. Их конструкция подобна изображенной на рис. 13-18, *б*, т. е. все они имеют винт с гайками для крепления на шасси. У них выпрямленный ток от 400 *ма* до 10 *а* и обратное напряжение от 50 до 600 *в*. Как

правило, у всех диодов корпус соединен с областью *n*, т. е. с катодом, а вывод через изолятор соединен с областью *p*, т. е. является анодом. Но диоды серий Д231—Д234 и Д242—Д244 выпускаются также и с обратной полярностью. В конце их обозначения для отличия ставится буква П.

Для выпрямления высоких напряжений выпущены кремниевые столбы в прямоугольных пластмассовых корпусах, залитых полимеризованной смолой. Это столбы Д1004—Д1008 на выпрямленный ток от 50 до 100 *ма* и обратное напряжение от 2 до 10 *кв*, а также Д1009—Д1011 на ток от 100 до 300 *ма* и обратное напряжение от 0,5 до 2 *кв*. Для более удобной сборки различных выпрямительных схем, например мостовых или удвоительных, служат кремниевые выпрямительные блоки серии КЦ401. В них имеется несколько столбов, рассчитанных на ток 300 или 400 *ма* и обратное напряжение 500 *в*. От этих столбов сделаны отдельные выводы.

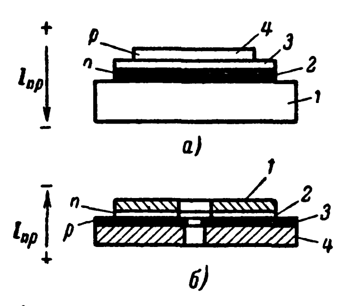


Рис. 13-19. Поликристаллические диоды.

а — меднозакисный диод (*1* — медь; *2* — запирающий слой; *3* — закись меди; *4* — верхний электрод); *б* — селеновый диод серии А (*1* — катодный сплав; *2* — запирающий слой; *3* — селен; *4* — алюминий или сталь — анод).

Мощные кремниевые диоды выпущены на выпрямленный ток от 10 до 500 *а* и обратное напряжение от 50 до 1 000 *в*. Их обозначения такие же, как у мощных германиевых диодов, но второй стоит буква К, а не Г. Если в этих диодах *p-n* переход получен методом диффузии, то после буквы К ставится еще буква Д.

Поликристаллические выпрямители. Наиболее старыми из них являются меднозакисные (купроксные) выпрямители, принцип устройства которых показан на рис. 13-19, *а*. Слой закиси меди на медном электроде имеет дырочную электропроводность, а в процессе изготовления выпрямителя между закисью меди и медью образуется слой с электронной электропроводностью. Меднозакисные выпрямительные элементы выпускаются в виде дисков или шайб различного диаметра. Обычно из них собираются столбы, так как допустимое обратное напряжение одного диода не превышает 10 *в*. Плотность прямого тока может быть до 0,1 *а/см*^{2}. Рабочая температура находится в пределах от —50 до +60° С. Изменение температуры сильно влияет на параметры меднозакисных выпрямителей, что является их существенным недостатком. В настоящее время такие выпрямители используются в основном только в измерительных приборах главным образом потому, что вольт-амперная характеристика прямого тока у этих диодов линейна, за исключением небольшого начального участка.

Большое применение имеют селеновые выпрямители, хотя они и вытесняются более совершенными германиевыми и кремниевыми. Наиболее распространены селеновые выпрямители серии А, в которых слой селена, расположенный на алюминиевом или стальном основании, имеет дырочную электропроводность (рис. 13-19, *б*). На поверхность селена нанесен легкоплавкий сплав, содержащий кадмий. Последний, соединяясь с селеном, образует слой с электрон-

ной электропроводностью. В селеновых выпрямителях серии Г на алюминиевое основание сначала наносится слой кадмия, а затем слой селена. Между селеном и кадмием образуется *p-n* переход. Снаружи поверхность селена покрыта фольгой. В таких выпрямителях прямой ток имеет направление, противоположное показанному на рис. 13-19, *б*. Выпускаются также селеновые выпрямители серии Е, более температуростойкие, чем обычные, и серии Я, допускающие вдвое большую плотность тока.

Селеновые диоды изготовляются в виде круглых или квадратных шайб и в виде круглых таблет. Выпрямительные столбики из таблет заключаются в пластмассовые футляры с выводами. Столбики из шайб собираются на шпильке, изолированной от самих диодов. Выпущено несколько сотен различных типов столбиков, имеющих уже необходимые соединения для той или иной выпрямительной схемы. У таких столбиков на выводах выпрямленное напряжение обозначается знаками «+» и «—» или соответственно красным и синим цветом, переменное напряжение — знаком синусоиды или желтым цветом. У селеновых выпрямителей допустимая плотность прямого тока составляет 0,1 *а/см*², а допустимое обратное напряжение для некоторых типов диодов может быть до 60 *в*. Емкость достигает десятых долей микрофарады на 1 *см*² и поэтому селеновые выпрямители пригодны только для низких частот. Рабочая температура допускается до 75° С. Срок службы составляет 5 000—10 000 *ч* и определяется понижением выпрямленного напряжения на 10% вследствие увеличения сопротивления диодов и повышения падения напряжения на них. Это явление называют старением.

При длительном бездействии происходит так называемая расформовка селеновых диодов, которая заключается в значительном возрастании обратного тока. Но после подачи переменного напряжения обратный ток довольно быстро принимает нормальное значение. Интересной особенностью является способность селеновых диодов восстанавливать свои свойства в случае пробоя, который всегда происходит в каком-то «слабом» месте. При этом селен в месте пробоя плавится и переходит из кристаллического состояния в аморфное, в котором он имеет свойства диэлектрика. Таким образом, пробитое место само изолирует себя от остальной части *p-n* перехода.

В последнее время начинают применяться титановые выпрямители, в которых на пластинке титана создается поликристаллический слой двуокиси титана (TiO_2), имеющий электропроводность *n*-типа. Между этим слоем и нанесенным на него металлическим электродом образуется запирающий слой. Допустимая плотность прямого тока у этих выпрямителей равна 0,1—0,2 *а/см*². Падение напряжения на диоде при максимальном прямом токе составляет 1,5—2 *в*. Допустимое обратное напряжение может быть порядка 15—25 *в*. Рабочая температура от —60 до +250° С. Срок службы при 20° С составляет 5 000 *ч* и больше, но при повышении температуры он значительно снижается.

Выпрямительные точечные и микросплавные диоды. Принцип их устройства был уже рассмотрен. Они широко применяются на высоких частотах, а некоторые типы и на СВЧ, и могут также успешно работать на низких частотах. Эти диоды используются в самых различных схемах и их иногда называют универсальными. Германиевые и кремниевые диоды выпускаются с допустимым обратным напряжением до 150 *в* и максимальным выпрямленным током до 100 *ма*. Барьерная емкость у большинства типов не более 1 *пф*. Но диффузионная

емкость сравнительно велика, и поэтому при прямом токе происходит накопление довольно больших зарядов носителей, которые не успевают рассосаться за время полупериода обратного напряжения, если частота очень высока. Вследствие этого с повышением частоты происходит снижение выпрямленного тока.

В металлостеклянных корпусах с гибкими ленточными выводами (рис. 13-20, *а*) выпущены германиевые диоды Д2А—Д2И, Д10—Д14 на рабочие частоты до 150 *Мгц* и кремниевые Д101—Д103 для частот до 200 *Мгц*. Германиевые диоды Д9А—Д9М имеют миниатюрные стеклянные корпуса (рис. 13-20, *б*). Рабочие частоты у них до 40 *Мгц*. Они маркируются точкой посредине корпуса по специальному цветному коду. Красной точкой на корпусе также отмечен вывод плюса выпрямленного напряжения.

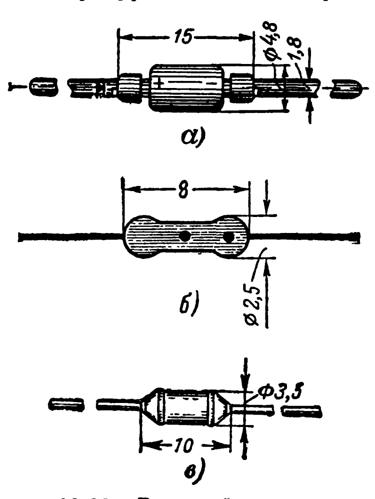


Рис. 13-20. Внешний вид точечных диодов.

Кремниевые диоды Д104—Д106 на рабочие частоты до 600 *Мгц* оформлены в металлостеклянных корпусах с гибкими выводами (рис. 13-20, *в*). Все перечисленные выше диоды являются точечными. Микросплавные (микроплоскостные) кремниевые диоды Д223А—Д223Б предназначены для частот до 20 *Мгц* и оформлены так же, как показано на рис. 13-20, *в*. Их маркируют нанесением на корпус различного количества красных точек. Плюсовой вывод отмечен красным цветом, минусовой — черным.

Импульсные диоды. В § 13-10 были рассмотрены особенности импульсного режима диодов и параметры, характеризующие этот режим. Важнейшим параметром, определяющим возможность использования диода при коротких импульсах, является время восстановления обратного сопротивления $\tau_{восст}$. Для его уменьшения диоды изготовляют так, чтобы емкость перехода была малой и чтобы рекомбинация носителей происходила как можно быстрее. Импульсные диоды выпускаются на токи в импульсе до нескольких сотен миллиампер и допустимые обратные напряжения в несколько десятков вольт. Германиевые точечные диоды Д18 и Д20 оформлены так, как показано на рис. 13-20, *в*, и имеют $\tau_{восст}$ не более 0,1 *мксек*. Кремниевые микроплоскостные диоды, изготовленные сплавным методом, Д219—Д220 также имеют оформление, показанное на рис. 13-20, *в*, и $\tau_{восст}$ до 0,5 *мксек*. Плоскостные германиевые диоды, изготовленные методом диффузии, Д310 и Д311 имеют металло-стеклянный корпус, напоминающий изображенный на рис. 13-18, *а*, но значительно меньших размеров. У этих диодов $\tau_{восст}$ не превышает 0,3 *мксек*. Для наиболее коротких импульсов выпущены кремниевые меза-диоды серии 2Д503, имеющие $\tau_{восст}$ не более 10 *нсек*. Они оформлены в стеклянном корпусе (рис. 13-20, *б*). Термин «меза»-диод проис-

ходит от испанского слова «меза» — стол. Меза-диоды изготовляются одновременно в большом количестве следующим образом. Сначала на пластинке основного полупроводника диффузионным методом создается слой с другим типом электропроводности. Далее эта пластинка покрывается специальной маской и подвергается травлению. Маска защищает от травления много небольших участков. Именно в этих защищенных областях остаются *p-n* переходы малого размера, которые возвышаются над поверхностью пластинки в виде «столиков» (рис. 13-21). Затем пластинка распиливается на отдельные диоды. Особенностью меза-диодов является уменьшенный объем базовой области. За счет этого сокращается процесс накопления и рассасывания носителей в базе. Одновременное изготовление большого числа диодов из одной пластинки обеспечивает также сравнительно малый разброс их характеристик и параметров.

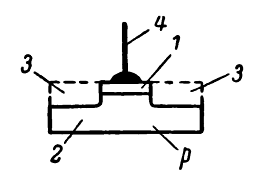


Рис. 13-21. Принцип устройства меза-диода.

1 — слой с электропроводностью *n*-типа, полученный диффузией; *2* — основная пластинка полупроводника *p*-типа; *3* — часть, удаленная травлением; *4* — вывод от *n*-области.

Сверхвысокочастотные диоды представляют собой точечные диоды, которые применяются для детектирования, умножения и преобразования частоты, модуляции колебаний и переключения цепей СВЧ. Эти диоды изготовляются из полупроводников с малым удельным сопротивлением и имеют *p-n* переход очень небольших размеров, что обеспечивает быструю рекомбинацию носителей и малую емкость перехода. Однако при низком удельном сопротивлении толщина перехода получается малой и его пробой наступает уже при напряжении в несколько вольт. Для уменьшения влияния емкости и индуктивности выводов диоды СВЧ оформлены в виде конструкций, приспособленных для соединения с коаксиальными линиями или волноводами. На рис. 13-22 показаны две наиболее распространенные конструкции СВЧ диодов. Их электроды являются элементами коаксиальных линий.

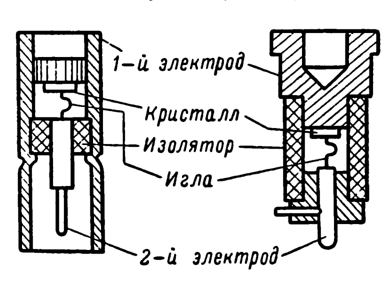


Рис. 13-22. Устройство сверхвысокочастотных диодов.

Стабилитроны. Как было показано, вольт-амперная характеристика полупроводниковых диодов в области электрического пробоя имеет участок, который может быть использован для стабилизации напряжения. Такой участок у кремниевых плоскостных диодов получается для изменений обратного тока в широких пределах. При этом до наступления пробоя обратный ток очень мал, а в режиме пробоя, т. е. в режиме стабилизации, он получается такого же порядка, как и прямой ток. В настоящее время выпускаются исключительно кремниевые стабилитроны многих типов. Их также называют опорными диодами, так как получаемое от них стабильное напряжение в ряде случаев используется в качестве эталонного. На рис. 13-23 показана

типичная вольт-амперная характеристика стабилитрона для обратного тока. Характеристика прямого тока у него такая же, как у обычных диодов, и поэтому она не представляет интереса.

По сравнению с ионными стабилитронами кремниевые стабилитроны имеют то преимущество, что могут быть изготовлены на малые напряжения порядка единиц вольт, а именно они нужны для питания многих транзисторных устройств. Ионные стабилитроны не могут работать при таких напряжениях.

Рис. 13-23. Вольт-амперная характеристика обратного тока кремниевого стабилитрона.

Основными параметрами кремниевых стабилитронов являются следующие величины. Напряжение стабилизации $U_{ст}$ может быть примерно от 5 до 200 *в* при максимальном токе $I_{макс}$ до десятков и даже сотен миллиампер. Допустимая мощность, рассеиваемая в стабилитроне, $P_{макс}$ бывает от сотен милливатт до единиц ватт. Дифференциальное сопротивление $R_д = \Delta u/\Delta i$ в режиме стабилизации может быть от десятых долей ома для низковольтных мощных стабилитронов до 100—200 *ом* для стабилитронов на более высокие напряжения. Низковольтные стабилитроны небольшой мощности имеют $R_д$ порядка единиц и десятков ом. Чем меньше $R_д$, тем лучше стабилизация. В случае идеальной стабилизации было бы $R_д = 0$. Так как $R_д$ является сопротивлением переменному току, то его не следует путать со статическим сопротивлением, т. е. сопротивлением постоянному току $R_0 = u/i$. Сопротивление R_0 всегда во много раз больше $R_д$. Влияние температуры оценивается температурным коэффициентом напряжения стабилизации ТКН, который представляет собой относительное изменение напряжения $U_{ст}$ при повышении температуры на один градус, т. е.

$$ТКН = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}\Delta T}. \qquad (13\text{-}8)$$

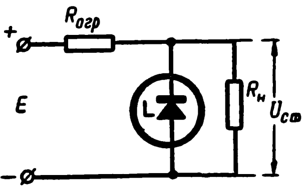


Рис. 13-24. Схема включения кремниевого стабилитрона.

Температурный коэффициент напряжения может быть от тысячных до десятых долей процента на градус. Величина $U_{ст}$ и знак ТКН зависят от удельного сопротивления основного полупроводника. Стабилитроны на напряжения до 6—7 *в* изготовляются из кремния с малым удельным сопротивлением, т. е. с большой концентрацией примесей. В этих стабилитронах *p-n* переход имеет малую толщину, в нем действует поле с высокой напряженностью и пробой происходит главным образом за счет туннельного эффекта. При этом ТКН получается отрицательным. Если же применен кремний с меньшей концентрацией примесей, то *p-n* переход будет более широким. Его пробой возникает при более высоких напряжениях и является лавинным. Для таких стабилитронов характерен положительный ТКН.

Простейшая схема применения стабилитрона показана на рис. 13-24. Она совершенно аналогична схеме с ионным стабилитро-

ном (см. рис. 11-8). Поэтому все, что было сказано о расчете схем с ионными стабилитронами, остается справедливым и для схем с кремниевыми стабилитронами. *Для получения более высоких напряжений* применяется последовательное соединение стабилитронов. Вследствие разброса характеристик и параметров стабилитронов параллельное их соединение допускается только при условии, что суммарная мощность, рассеиваемая на всех стабилитронах, не превышает предельной мощности для одного стабилитрона. С целью повышения стабильности напряжения может быть применено каскадное включение стабилитронов, подобное изображенному на рис. 11-12 для ионных стабилитронов.

Основными типами стабилитронов являются следующие. На $U_{ст}$ от 7 до 14 *в* и $P_{макс}$ = 280 *мвт* выпущены стабилитроны Д808—Д813, оформленные в металло-стеклянном герметичном корпусе с гибкими выводами (рис. 13-25, *а*). Те же данные, но несколько бóльшую $P_{макс}$ имеют стабилитроны Д814А—Д814Д с металлическим герметичным

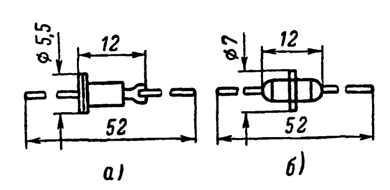


Рис. 13-25. Кремниевые стабилитроны небольшой мощности

Рис. 13-26. Схема включения варикапа в качестве конденсатора переменной емкости колебательного контура

корпусом (рис. 13-25, *б*). Стабилитроны серий Д815—Д817 выпущены на напряжения от 5,6 до 100 *в* и максимальный ток соответственно от 1 400 до 50 *ма*. У них $P_{макс}$ от 5 до 8 *вт*. По внешнему виду они напоминают диод, изображенный на рис. 13-18, *б*, т. е. один из выводов сделан в виде болта с гайкой. Подобное же оформление имеют стабилитроны серий 2С920, 2С930, 2С950 и 2С980 на напряжения 120—180 *в* и $P_{макс}$ = 5 *вт*. Все эти более мощные стабилитроны выпускаются в двух вариантах: с обычной полярностью, при которой напряжение подводится плюсом на вывод и минусом на корпус, и с обратной полярностью. В последнем случае в конце обозначения ставится буква П. Малая величина ТКН от 0,001 до 0,02% на градус характерна для стабилитронов Д818А—Д818Е, у которых $U_{ст}$ = 9 *в* и $P_{макс}$ = 100 *мвт*. Они оформлены как показано на рис. 13-25, *а*. Такой же внешний вид имеют стабилитроны 2С156А и 2С168А на напряжения 5,6 и 6,8 *в* и мощность 300 *мвт*.

В последнее время выпущены мощные кремниевые стабилитроны серий СК1 и СК2, имеющие конструкцию, подобную изображенной на рис. 13-18, *б*, но большего размера. Для них величина $P_{макс}$ равна соответственно 10 и 15 *вт*. Стабилитроны этих серий имеют $U_{ст}$ от 5,6 до 300 *в*. В конце их обозначений указываются в виде дроби напряжение $U_{ст}$ (числитель) и номинальный ток в миллиамперах (знаменатель). Для лучшего охлаждения стабилитроны снабжены радиатором.

Варикапы. Эти плоскостные диоды, иначе называемые **п а р а м е т р и ч е с к и м и**, работают при обратном напряжении, от кото-

рого зависит величина барьерной емкости. Таким образом, варикапы представляют собой конденсаторы переменной емкости, управляемые не механически, а электрически, т. е. изменением обратного напряжения.

Варикапы применяются, главным образом, для настройки колебательных контуров, а также в специальных параметрических усилителях для СВЧ. На рис. 13-26 показана простейшая схема включения варикапа в колебательный контур. Изменяя с помощью потенциометра R_1 обратное напряжение на варикапе, можно изменять резонансную частоту контура. Добавочный резистор R_1 с большим сопротивлением включен для того, чтобы добротность контура заметно не снижалась от шунтирующего влияния потенциометра R. Конденсатор $C_р$ является разделительным. Без него варикап был бы для постоянного напряжения замкнут накоротко катушкой L.

В качестве варикапов довольно успешно можно использовать кремниевые стабилитроны при напряжении ниже $U_{ст}$, когда обратный ток еще очень мал и, следовательно, обратное сопротивление очень велико. Выпущенные промышленные кремниевые варикапы Д901А—Д901Е оформлены как показано на рис. 13-25, *а*. Они имеют следующие параметры. Емкость при номинальном напряжении 4 *в* составляет от 22 до 44 *пф*. Максимальное напряжение, соответствующее минимальной емкости, от 45 до 80 *в*. Коэффициент перекрытия по емкости $k_C = C_{макс}/C_{мин}$ равен примерно 3—4. Добротность Q при частоте 50 *Мгц* и напряжении 4 *в* получается порядка 25—30. Температурный коэффициент емкости ТКЕ, представляющий собой относительное изменение емкости при повышении температуры на 1 градус, с изменением напряжения от 4 до 40 *в* изменяется от $5 \cdot 10^{-4}$ до $2 \cdot 10^{-4}$ *1/град*. Эти варикапы выдерживают рассеивание мощности до 250 *мвт*.

* * *

Мы рассмотрели основные типы полупроводниковых диодов. Существует еще ряд новых специальных диодов. Некоторые из них описаны в гл. 15.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ТРАНЗИСТОРЫ

14-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В числе электропреобразовательных полупроводниковых приборов, т. е. приборов, служащих для преобразования электрических величин, важное место занимают транзисторы. Они представляют собой полупроводниковые приборы, пригодные для усиления мощности и имеющие три вывода или больше. В зависимости от числа выводов их называют полупроводниковыми триодами, тетродами и т. д. Транзисторы могут иметь разное число переходов между областями с различной электропроводностью. Наиболее распространены транзисторы с двумя *p-n* переходами. Им и посвящена данная глава. Первые транзисторы были точечными, но они работали недостаточно

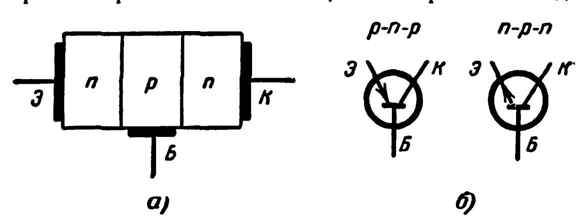


Рис. 14-1. Принцип устройства плоскостного транзистора (*а*) и изображение транзисторов на схемах (*б*).

устойчиво и производство их прекратили. В настоящее время изготовляются и применяются исключительно плоскостные транзисторы.

Устройство плоскостного транзистора показано схематически на рис. 14-1, *а*. Он представляет собой пластинку германия или другого полупроводника, в которой созданы три области с различной электропроводностью. Для примера взят транзистор типа *n-p-n*, имеющий среднюю область с дырочной электропроводностью, а две крайние области — с электронной электропроводностью. Широко применяются также транзисторы типа *p-n-p*, в которых дырочной электропроводностью обладают две крайние области, а средняя область имеет электронную электропроводность.

Средняя область транзистора называется б а з о й, одна крайняя область — э м и т т е р о м, другая — к о л л е к т о р о м. Таким образом, в транзисторе имеются два *p-n* перехода — э м и т т е р н ы й между эмиттером и базой и к о л л е к т о р н ы й между базой и коллектором. Расстояние между ними должно быть очень малым, не более единиц микрон, т. е. область базы должна быть очень

тонкой. Это является важнейшим условием для работы транзистора. Кроме того, обычно концентрация примесей в базе значительно меньше, чем в коллекторе и эмиттере. С помощью металлических электродов от базы, эмиттера и коллектора сделаны выводы.

Для величин, относящихся к базе, эмиттеру и коллектору, применяют в качестве индексов буквы *б*, *э* и *к*. Токи в проводах базы, эмиттера и коллектора обозначают соответственно $i_б$, $i_э$, $i_к$. Напряжения между электродами обозначают двойными индексами, например напряжение между базой и эмиттером $u_{б.э}$, между коллектором и базой $u_{к.б}$. Схематически изображения транзисторов *p-n-p* и *n-p-n* показаны на рис. 14-1, *б*. На этих изображениях стрелка показывает направление тока (условное от плюса к минусу) в проводе эмиттера.

Транзистор может работать в трех режимах в зависимости от того, каковы напряжения на его переходах. Работа в активном режиме (или в активной области) получается в случае, если на эмиттерном переходе напряжение прямое, а на коллекторном — обратное. Режим (область) отсечки или запирания достигается подачей обратного напряжения на оба перехода. Если же на обоих переходах напряжение прямое, то транзистор работает в режиме насыщения (в области насыщения). Активный режим является основным. В частности, он используется в большинстве усилителей и генераторов. Поэтому мы прежде всего подробно рассмотрим работу транзистора в активном режиме. Режимы отсечки и насыщения характерны для импульсной работы транзистора и также будут рассмотрены в дальнейшем.

В практических схемах с транзисторами обычно образуются две цепи. Входная, или управляющая, цепь аналогична сеточной цепи вакуумного триода. Выходная, или управляемая, цепь подобна анодной цепи электронной лампы. Источник усиливаемых колебаний включается во входную цепь, а в выходную цепь включают нагрузочный резистор. Для величин, относящихся к входной и выходной цепям, применяют соответственно индексы «вх» и «вых» или 1 и 2.

И вакуумный триод и транзистор служат для усиления электрических колебаний, но физические процессы в них различны. Можно говорить об аналогии между ними, но не об их эквивалентности. Как станет ясно далее, эмиттер аналогичен катоду электронной лампы, коллектор — аноду, а база — сетке.

14-2. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНЗИСТОРЕ

Рассмотрим прежде всего, как работает транзистор (для примера типа *n-p-n*) в статическом режиме, когда включены только источники постоянных питающих напряжений E_1 и E_2 (рис. 14-2, *а*). Полярность их такова, что на эмиттерном переходе напряжение прямое, а на коллекторном переходе — обратное. Поэтому сопротивление эмиттерного перехода мало и для получения нормального тока в этом переходе достаточен источник E_1 с напряжением порядка десятых долей вольта. Сопротивление коллекторного перехода велико и напряжение E_2 обычно составляет единицы или десятки вольт. Из схемы рис. 14-2, *а* видно, что напряжения между электродами транзистора связаны простой зависимостью

$$u_{к.э} = u_{к.б} + u_{б.э}. \qquad (14\text{-}1)$$

При работе транзистора в активном режиме обычно всегда $u_{б.э} \ll u_{к.б}$ и, следовательно, $u_{к.э} \approx u_{к.б}$.

Вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода представляет собой часть характеристики полупроводникового диода, соответствующую прямому току (см. рис. 13-8). А у коллекторного перехода вольт-амперная характеристика подобна части характеристики диода, соответствующей обратному току.

Принцип работы транзистора заключается в том, что напряжение эмиттерного перехода, т. е. участка база — эмиттер $u_{б.э}$ существенно влияет на ток коллектора: чем больше напряжение $u_{б.э}$, тем больше токи эмиттера и коллектора. При этом изменения тока коллектора лишь незначительно меньше изменений тока эмиттера.

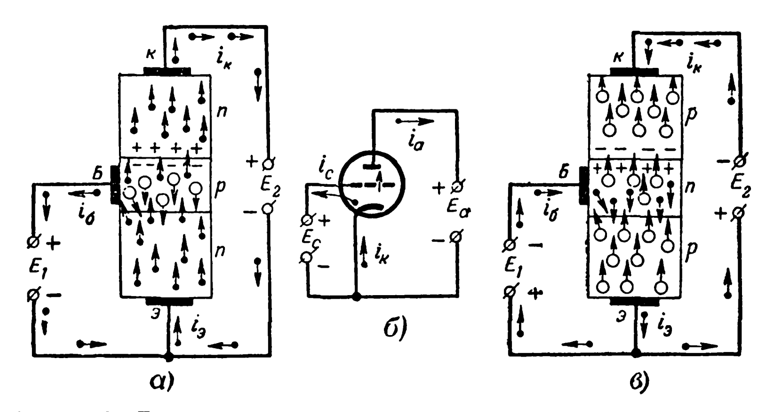


Рис. 14-2. Движение электронов и дырок в транзисторе типа *n-p-n* (*а*); аналогичные токи в схеме с электронной лампой (*б*) и движение электронов и дырок в транзисторе типа *p-n-p* (*в*).

Таким образом, напряжение $u_{б.э}$, т. е. входное напряжение, управляет током коллектора. Усиление электрических колебаний с помощью транзистора основано именно на этом явлении.

Физические процессы в транзисторе происходят следующим образом. При увеличении прямого входного напряжения $u_{б.э}$ понижается потенциальный барьер в эмиттерном переходе и соответственно возрастает ток через этот переход — ток эмиттера $i_э$. Электроны этого тока инжектируются из эмиттера в базу и благодаря явлению диффузии проникают сквозь базу в область коллекторного перехода, увеличивая ток коллектора. Так как коллекторный переход работает при обратном напряжении, то в области этого перехода получаются объемные заряды, показанные на рис. 14-2, *а* знаками «+» и «—». Между ними возникает электрическое поле. Оно способствует продвижению (экстракции) через коллекторный переход электронов, пришедших сюда от эмиттера, т. е. втягивает электроны в область коллекторного перехода.

Если толщина базы достаточно мала и концентрация дырок в ней невелика, то большинство электронов, пройдя через базу, не успевает рекомбинировать с дырками и достигает коллекторного перехода. Лишь небольшая часть электронов рекомбинирует в базе с дырками.

В результате этой рекомбинации возникает ток базы, протекающий в проводе базы. Действительно, в установившемся режиме количество дырок в базе должно быть неизменно. Вследствие рекомбинации какое-то количество дырок каждую секунду исчезает, но такое же количество новых дырок каждую секунду возникает за счет того, что из базы уходит в направлении к плюсу источника E_1 такое же количество электронов. Иначе говоря, в базе не может происходить накопления какого-то большого количества электронов. Если некоторое количество инжектированных в базу из эмиттера электронов не доходит до коллектора, а остается в базе, рекомбинируя с дырками, то точно такое же количество электронов должно уходить из базы в виде тока $i_б$. Поскольку ток коллектора получается меньше тока эмиттера, то в соответствии с первым законом Кирхгофа всегда существует следующее соотношение между токами транзистора:

$$i_э = i_к + i_б. \tag{14-2}$$

Ток базы является бесполезным и даже вредным подобно току сетки электронной лампы. Желательно, чтобы ток базы был как можно меньше. Практически обычно $i_б$ составляет не более нескольких единиц процентов тока эмиттера, т. е. $i_б \ll i_э$, и, следовательно, ток коллектора лишь незначительно меньше тока эмиттера $i_к \approx i_э$. Именно для того, чтобы ток $i_б$ был как можно меньше, базу делают очень тонкой и уменьшают в ней концентрацию примесей, которая определяет концентрацию дырок. При выполнении этих условий меньшее количество электронов будет рекомбинировать в базе с дырками.

Если бы база имела значительную толщину и концентрация дырок в ней была бы велика, то большая часть электронов эмиттерного тока, диффундируя через базу, рекомбинировала бы с дырками и не дошла бы до коллекторного перехода. Ток коллектора не увеличивался бы за счет электронов эмиттера, а наблюдалось бы лишь увеличение тока базы.

Когда к эмиттерному переходу напряжение не приложено, то можно считать, что в этом переходе нет тока. Тогда область коллекторного перехода имеет большое сопротивление постоянному току, так как основные носители зарядов удаляются от этого перехода и по обе стороны от него создаются области, обедненные этими носителями. Через коллекторный переход протекает лишь очень небольшой обратный ток, образованный перемещением навстречу друг другу неосновных носителей, т. е. электронов из p области и дырок из n области.

Но если действием входного напряжения создан значительный ток эмиттера, то в область базы со стороны эмиттера инжектируются электроны, которые для данной области являются неосновными носителями. Не успевая рекомбинировать с дырками при диффузии через базу, они доходят до коллекторного перехода. Чем больше ток эмиттера, тем больше электронов приходит к коллекторному переходу и тем меньше становится его сопротивление. Соответственно увеличивается ток коллектора. Иначе говоря, с увеличением тока эмиттера в базе возрастает концентрация неосновных носителей, инжектированных из эмиттера, а чем больше этих носителей, тем больше ток коллекторного перехода, т. е. ток коллектора $i_к$.

Данное одному из электродов транзистора название «эмиттер» подчеркивает, что электроны как бы эмиттируются из этого электрода

в базу. На самом же деле происходит не эмиссия, а инжекция электронов из эмиттера в базу. Применение этого термина необходимо для того, чтобы отличать данное явление от электронной эмиссии, в результате которой получаются свободные электроны в вакууме или разреженном газе.

По рекомендуемой терминологии эмиттером следует называть область транзистора, назначением которой является инжекция носителей заряда в базу. Коллектором называют область, назначением которой является экстрация носителей заряда из базы. А базой является область, в которую инжектируются эмиттером неосновные для этой области носители заряда.

Следует отметить, что эмиттер и коллектор можно поменять местами. Но в транзисторах, как правило, коллекторный переход делается со значительно большей площадью, нежели эмиттерный переход, так как мощность, рассеиваемая в коллекторном переходе, гораздо больше, чем в эмиттерном. Поэтому, если использовать эмиттер в качестве коллектора, то транзистор будет работать, но его можно применять только при значительно меньшей мощности, что нецелесообразно. Если площади переходов сделаны одинаковыми (транзисторы в этом случае называют симметричными), то любая из крайних областей может с одинаковым успехом работать в качестве эмиттера или коллектора.

Есть значительное сходство в работе транзистора и вакуумного триода. На рис. 14-2, *б* показана схема для вакуумного триода, аналогичная рассмотренной схеме включения транзистора. Пусть триод имеет густую сетку. Тогда при напряжении сетки, равном нулю, анодный ток сравнительно мал, так как лишь небольшое количество электронов, эмиттированных катодом, пролетит сквозь сетку. Сопротивление лампы постоянному току между анодом и катодом будет велико потому, что в промежутке сетка — анод мало электронов. Но если подать на сетку положительное напряжение, то в этот промежуток попадет значительно большее количество электронов из объемного заряда, окружающего катод. Сопротивление постоянному току между анодом и катодом уменьшится, и анодный ток возрастет.

Это явление аналогично уменьшению сопротивления коллекторного перехода и увеличению тока коллектора при подаче прямого напряжения на эмиттерный переход.

Между вакуумным триодом и транзистором имеются, конечно, и большие различия. В транзисторах нет электронной эмиссии и движения свободных электронов в вакууме. А в вакуумных триодах нет дырочной электропроводности и явления диффузии электронов и дырок. Транзисторы не могут работать в режиме, аналогичном работе вакуумного триода без сеточного тока. Как известно, сеточный ток в большинстве случаев бесполезен и даже вреден. Поэтому обычно усилительные лампы работают без сеточных токов, что достигается подачей на сетку отрицательного смещения. В транзисторах часть тока эмиттера всегда ответвляется в базу. Работа без тока базы невозможна. Если в транзисторе подать на эмиттерный переход обратное напряжение, аналогичное отрицательному смещению сетки вакуумного триода, то транзистор запрется, т. е. он будет работать в режиме отсечки и ток коллектора станет очень мал. Поэтому транзистор по своим свойствам аналогичен вакуумному триоду, имеющему очень густую сетку и работающему с положительным напряжением сетки и анода.

Соотношение между токами в транзисторе $i_э = i_к + i_б$ аналогично соотношению для токов вакуумного триода $i_к = i_а + i_с$ *.

Однако в вакуумном триоде при отрицательном сеточном напряжении $i_с = 0$ и $i_к = i_а$, а в транзисторе всегда $i_б > 0$, хотя этот ток во много раз меньше тока коллектора. Следовательно, для транзистора справедливо только приближенное равенство $i_к \approx i_э$.

Поскольку в транзисторе ток эмиттера всегда равен сумме токов коллектора и базы, то приращение тока эмиттера также всегда равно сумме приращений коллекторного и базового токов:

$$\Delta i_э = \Delta i_к + \Delta i_б. \quad (14\text{-}3)$$

Важным свойством транзистора является приблизительно линейная зависимость между его токами, т. е. все три тока транзистора обычно изменяются приблизительно пропорционально друг другу. Пусть для примера токи имеют значения $i_э = 10$ *ма*, $i_к = 9{,}5$ *ма*, $i_б = 0{,}5$ *ма*. Если ток эмиттера увеличится, например, на 20% и станет $10 + 2 = 12$ *ма*, то остальные токи возрастут также на 20%. Они будут теперь равны: $i_б = 0{,}5 + 0{,}1 = 0{,}6$ *ма* и $i_к = 9{,}5 + 1{,}9 = 11{,}4$ *ма*, так как всегда должно быть выполнено равенство (14-2), т. е. 12 *ма* = 11,4 *ма* + 0,6 *ма*. А для приращений токов должно быть справедливо равенство (14-3), т. е. 2 *ма* = 1,9 *ма* + 0,1 *ма*.

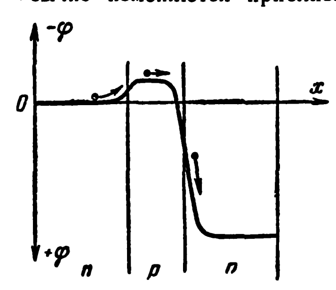


Рис. 14-3. Потенциальная диаграмма транзистора и использование ее для механической модели транзистора.

Мы рассмотрели физические явления в транзисторе типа *n-p-n*. Подобные же процессы происходят в транзисторе типа *p-n-p*, но в нем меняются ролями электроны и дырки, а также изменяются на обратные полярности напряжений и направления токов (рис. 14-2, *в*). В транзисторе типа *p-n-p* от эмиттера в базу инжектируются не электроны, как в транзисторе *n-p-n*, а дырки. Они являются для базы неосновными носителями. С увеличением тока эмиттера больше таких дырок проникает через базу к коллекторному переходу. Это вызывает уменьшение его сопротивления и возрастание тока коллектора.

Работу транзистора можно наглядно представить себе с помощью потенциальной диаграммы, которая показана на рис. 14-3 для транзистора типа *n-p-n*. Эту диаграмму удобно использовать для создания механической модели транзистора. Потенциал эмиттера принят за нулевой. В эмиттерном переходе имеется небольшой потенциальный барьер. Чем больше напряжение $u_{б.э}$, тем ниже этот барьер. Коллекторный переход имеет значительную разность потенциалов, ускоряющую электроны. В механической модели шарики, аналогичные электронам, за счет своих собственных скоростей поднимаются на барьер, аналогичный эмиттерному переходу, проходят через область базы, а затем ускоренно скатываются с горки, аналогичной коллекторному переходу.

---

* Здесь $i_к$ — ток катода, а для транзистора $i_к$ — ток коллектора, соответствующий току анода вакуумного триода.

Помимо рассмотренных выше основных физических процессов, в транзисторах приходится учитывать еще ряд явлений.

Существенное влияние на работу транзисторов оказывает с о п р о т и в л е н и е б а з ы $r_{б0}$[1], т. е. сопротивление, которое база оказывает току базы $i_б$. Этот ток протекает к выводу базы в направлении, перпендикулярном направлению эмиттер—коллектор. Так как база очень тонкая, то в направлении от эмиттера к коллектору, т. е. для тока $i_к$, ее сопротивление очень мало и его обычно не принимают во внимание. А в направлении к выводу базы сопротивление базы $r_{б0}$ получается порядка сотен ом, так как в этом направлении база аналогична очень тонкому проводнику. С учетом сопротивления можно изобразить эквивалентную схему транзистора для постоянного тока так, как это сделано на рис. 14-4. На этой схеме $r_{э0}$ — сопротивление эмиттера, в которое входят сопротивления эмиттерного перехода и объема эмиттерной области. Величина $r_{э0}$ у маломощных транзисторов бывает порядка десятков ом. Это вытекает из того, что напряжение на эмиттерном переходе не превышает десятых долей вольта, а ток эмиттера в таких транзисторах составляет единицы миллиампер. У более мощных транзисторов $i_э$ больше и $r_{э0}$ соответственно меньше. Приближенно $r_{э0}$ определяется формулой

$$r_{э0} \approx \frac{25}{i_э}\ [ом], \qquad (14\text{-}4)$$

где ток $i_э$ выражается в миллиамперах.

Рис. 14-4. Эквивалентная схема транзистора по постоянному току.

Сопротивление коллектора $r_{к0}$ представляет собой практически сопротивление коллекторного перехода и составляет десятки и даже сотни килоом. В него входит также сопротивление объема коллекторной области, но оно мало и им можно пренебречь.

Схема по рис. 14-4 является весьма приближенной, так как на самом деле эмиттер, база и коллектор имеют между собой контакт не в одной точке, а во множестве точек по всей площади переходов. Тем не менее эта схема может применяться для рассмотрения многих процессов в транзисторе.

При повышении напряжения на коллекторном переходе в нем происходит лавинообразное размножение носителей заряда, являющееся результатом ударной ионизации. Это явление и процесс туннельного прохождения носителей через коллекторный переход могут вызвать электрический пробой перехода, который при возрастании тока может перейти в тепловой пробой.

Изменение напряжений на коллекторном и эмиттерном переходах сопровождается изменением толщины этих переходов, т. е. изменяется толщина слоев объемных зарядов в этих переходах (толщина запирающего слоя). В результате этого изменяется толщина базы. Такое явление называют м о д у л я ц и е й т о л щ и н ы б а з ы. Его особенно надо учитывать при повышении напряжения коллектор — база, так как тогда толщина коллекторного перехода возрастает, а толщина базы уменьшается. При очень тонкой базе может произойти э ф ф е к т с м ы к а н и я (иногда его называют п р о -

[1] Ноль в индексах означает, что здесь рассматриваются сопротивления постоянному току.

колом базы) — соединение коллекторного перехода с эмиттерным. В этом случае область базы исчезает и транзистор перестает нормально работать.

При увеличении инжекции носителей из эмиттера в базу или увеличении толщины базы происходит накопление неосновных носителей заряда в базе, т. е. увеличение концентрации и величины суммарного заряда этих носителей. Наоборот, при уменьшении инжекции или толщины базы происходит уменьшение концентрации и величины суммарного заряда неосновных носителей в ней. Этот процесс называют рассасыванием носителей заряда в базе.

В ряде случаев необходимо учитывать протекание по поверхности транзистора токов утечки, сопровождающееся рекомбинацией носителей в поверхностном слое областей транзистора.

14-3. УСИЛЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ ТРАНЗИСТОРА

На рис. 14-5 изображены схема усилительного каскада с транзистором и аналогичная ей схема усилительного каскада с вакуумным триодом. Схемы эти имеют большое сходство. Для более полной аналогии транзистор взят типа *n-p-n*. Но между рассматриваемыми схемами имеется и различие. В каскаде с лампой на сетку подается отрицательное напряжение смещения от источника E_c. Поэтому лампа может работать без сеточного тока, что обеспечивает высокое входное сопротивление у лампы и устраняет нелинейные искажения,

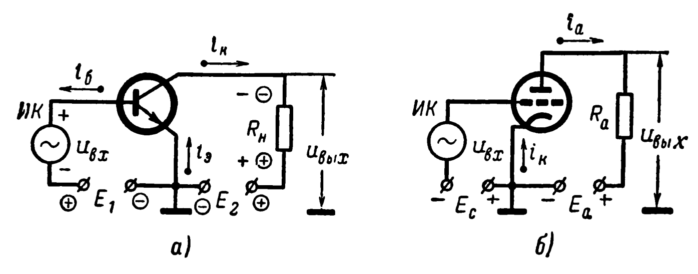


Рис. 14-5. Схема включения транзистора с общим эмиттером (*а*) и аналогичная ей схема включения лампы с общим катодом (*б*).

возникающие за счет сеточного тока. В каскаде с транзистором на базу подано положительное напряжение смещения от источника E_1, которое является прямым напряжением для эмиттерного перехода. При этом в цепи базы протекает некоторый ток, а, следовательно, входное сопротивление транзистора получается малым.

Работа усилительного каскада с транзистором аналогична усилению колебаний с помощью лампы. В усилительном каскаде с вакуумным триодом напряжение анодного источника делится между внутренним сопротивлением лампы для постоянного тока R_0 и резистором нагрузки R_a. Эквивалентная схема анодной цепи такого каскада для постоянного тока показана на рис. 14-6, *а*. Если на сетку лампы подано переменное напряжение, то сопротивление R_0 станет изменяться.

Чем больше отрицательное напряжение сетки, тем больше R_0. При запирании лампы R_0 становится бесконечно большим. Наоборот, при изменении сеточного напряжения в положительную сторону сопротивление R_0 уменьшается. Так как при изменении R_0 сопротивление резистора нагрузки $R_а$ остается постоянным, то напряжение источника $E_а$ перераспределяется между R_0 и $R_а$. Колебания напряжения на $R_а$ получаются значительными (если $R_а$ взято достаточно большой величины), хотя изменения R_0 вызваны сравнительно небольшими изменениями напряжения сетки.

Таким образом, получается усиление переменного напряжения. Кроме того, ламповый усилительный каскад дает усиление тока и мощности. Даже в случае, если бы переменное напряжение на $R_а$ было равно переменному напряжению сетки, за счет того, что переменный ток в анодной цепи гораздо больше, чем в сеточной, получалось бы усиление мощности. Практически ток сетки в большинстве случаев настолько мал, что его можно считать равным нулю. Следовательно, мощность в цепи сетки во много раз меньше, чем в анодной цепи, т. е. налицо огромное усиление по мощности. Усиленная мощность получается за счет энергии постоянного тока анодного источника.

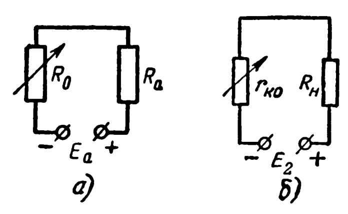


Рис. 14-6. Эквивалентные схемы усилительных каскадов с электронной лампой (*а*) и с транзистором (*б*).

В усилительном каскаде с транзистором напряжение источника E_2 (рис. 14-6, *б*) делится между сопротивлением резистора нагрузки $R_н$ и внутренним сопротивлением транзистора r_0, которое он оказывает постоянному току коллектора. Это сопротивление приближенно равно сопротивлению коллекторного перехода $r_{ко}$ для постоянного тока. В действительности к нему еще добавляются небольшие сопротивления тонкого слоя базы, эмиттерного перехода и объемов *n* и *p* областей, которые можно не принимать во внимание.

Если во входную цепь включается источник колебаний, то при изменении его напряжения изменяется ток эмиттера. Это вызывает изменение сопротивления коллекторного перехода $r_{ко}$ постоянному току. Тогда напряжение источника E_2 будет перераспределяться между r_0 и $R_н$. Переменное напряжение на резисторе нагрузки получается в десятки раз большим, чем входное переменное напряжение транзистора. Изменения тока коллектора почти равны изменениям тока эмиттера и во много раз больше изменений тока базы. Поэтому в рассматриваемой схеме получается значительное усиление тока и очень большое усиление мощности. Усиленная мощность является частью мощности, затрачиваемой источником E_2.

Для большей наглядности рассмотрим работу усилительного каскада с транзистором на числовом примере. Пусть питающие напряжения равны $E_1 = 0{,}2$ *в* и $E_2 = 12$ *в*, сопротивление резистора нагрузки $R_н = 4$ *ком* и сопротивление транзистора r_0 при отсутствии колебаний на входе также равно 4 *ком*, т. е. полное сопротивление коллекторной цепи равно 8 *ком*. Тогда ток коллектора, который можно приближенно считать равным току эмиттера, составляет $i_к = 12 : 8 = 1{,}5$ *ма*. Напряжение E_2 разделится пополам и напряжения на $R_н$ и на r_0 будут по 6 *в*.

Если от источника колебаний на вход поступает переменное напряжение с амплитудой 0,1 *в*, то максимальное напряжение на участке база — эмиттер при положительной полуволне становится равным 0,3 *в*. Предположим, что под влиянием этого напряжения ток эмиттера возрастет до 2,5 *ма*. Таким же практически станет и ток коллектора. Он создаст на резисторе нагрузки падение напряжения $2 \cdot 5 = 10$ *в*, а падение напряжения на сопротивлении транзистора уменьшится до $12 - 10 = 2$ *в*. Следовательно, это сопротивление уменьшится до $2 : 2,5 = 0,8$ *ком*. Через полпериода, когда источник колебаний даст напряжение минус 0,1 *в*, произойдет обратное явление. Минимальное напряжение база — эмиттер станет равно $0,2 - 0,1 = 0,1$ *в*. Токи эмиттера и коллектора уменьшатся до 0,5 *ма*. На резисторе падение напряжения уменьшится до $0,5 \cdot 4 = 2$ *в*, а на сопротивлении r_0 оно возрастет до 10 *в*; следовательно, это сопротивление увеличилось до $10 : 0,5 = 20$ *ком*. Таким образом, подача на вход транзистора переменного напряжения с амплитудой 0,1 *в* вызывает изменение сопротивления r_0 от 0,8 до 20 *ком* и при этом напряжения на резисторе нагрузки и на транзисторе изменяются на 4 *в* в ту и другую сторону (от 10 до 2 *в*). Следовательно, выходное напряжение имеет амплитуду колебаний 4 *в*, т. е. оно в 40 раз больше входного напряжения.

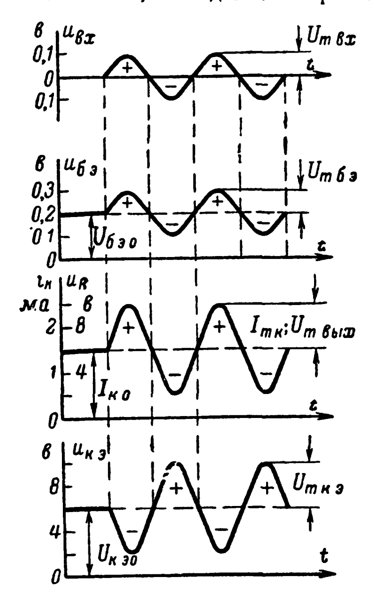


Рис. 14-7. Графики, поясняющие усиление колебаний с помощью транзистора.

Колебания напряжений и токов для рассмотренного примера показаны графиками на рис. 14-7. Этот числовой пример является приближенным, так как на самом деле зависимость между током коллектора и входным напряжением нелинейна.

14-4. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Каскады с электронными лампами могут иметь одну из трех основных схем. Наиболее часто встречается каскад с общим (заземленным) катодом (рис. 14-5, *б*), в котором катод является общей точкой входной и выходной цепей и обычно бывает заземлен. При изучении электронных ламп рассматривался именно такой каскад. Для усиления колебаний СВЧ применяется предложенный М. А. Бонч-Бруевичем каскад с общей (заземленной) сеткой. В нем точкой соединения входной и выходной цепей служит сетка (см. рис. 10-13). Некоторое применение имеет также каскад с общим (заземленным) анодом,

называемый иначе **катодным повторителем**, в котором резистор нагрузки включен в провод катода, а анод является по переменному току общей точкой.

Аналогичные каскады с транзисторами называются соответственно схемами **с общим эмиттером** (ОЭ), **общей базой** (ОБ) и **общим коллектором** (ОК). Вместо слов «с общим» иногда говорят «с заземленным». Принцип усиления колебаний во всех этих каскадах, конечно, одинаков, но свойства схем различны и поэтому надо рассмотреть их более подробно.

Схема с общим эмиттером (ОЭ). Эта схема, изображенная на рис. 14-5, *а*, является наиболее распространенной, так как она дает наибольшее усиление по мощности.

Коэффициент усиления по току k_i такого каскада представляет собой отношение амплитуд (или действующих значений) выходного и входного переменных токов, т. е. переменных составляющих токов коллектора и базы:

$$k_i = \frac{I_{m\,\text{вых}}}{I_{m\,\text{вх}}} = \frac{I_{m\,\text{к}}}{I_{m\,\text{б}}}. \qquad (14\text{-}5)$$

Поскольку ток коллектора в десятки раз больше тока базы, то k_i получается порядка десятков.

Усилительные свойства транзистора при включении его по схеме ОЭ характеризует один из главных его параметров — **статический коэффициент усиления по току** (или **коэффициент передачи тока**) для схемы ОЭ, обозначаемый β. Поскольку он должен характеризовать только сам транзистор, то его определяют в режиме без нагрузки ($R_\text{н} = 0$), т. е. при постоянном напряжении коллектор — эмиттер:

$$\beta = \frac{\Delta i_\text{к}}{\Delta i_\text{б}} \text{ при } u_{\text{к. э}} = \text{const}. \qquad (14\text{-}6)$$

Значение β бывает порядка десятков, а реальный коэффициент усиления по току каскада k_i всегда немного меньше, чем β, так как при включении резистора нагрузки $R_\text{н}$ ток $i_\text{к}$ несколько уменьшается.

Коэффициент усиления каскада по напряжению k_u равен отношению амплитуд выходного и входного переменных напряжений. Входным является напряжение база — эмиттер $u_{\text{б.э}}$, а выходным — переменное напряжение на резисторе нагрузки u_R или, что все равно, между коллектором и эмиттером $u_{\text{к.э}}$:

$$k_u = \frac{U_{m\,\text{вых}}}{U_{m\,\text{вх}}} = \frac{U_{mR}}{U_{m\,\text{б. э}}} = \frac{U_{m\,\text{к. э}}}{U_{m\,\text{б. э}}}. \qquad (14\text{-}7)$$

Напряжение база — эмиттер не превышает десятых долей вольта, а выходное напряжение при достаточных величинах сопротивления резистора нагрузки и напряжения источника E_2 получается до единиц вольт и больше. Поэтому k_u имеет величину от десятков до сотен.

Отсюда следует, что коэффициент усиления каскада по мощности k_p получается порядка сотен или тысяч. Действительно, этот коэффициент представляет собой отношение выходной мощности к входной. Каждая из этих мощностей определяется половиной про-

изведения амплитуд соответствующих токов и напряжений:

$$P_{\text{вых}} = 0{,}5 I_{m\,\text{вых}} U_{m\,\text{вых}} = 0{,}5 I_{m\,\text{к}} U_{m\,\text{к.э}}; \qquad (14\text{-}8)$$

$$P_{\text{вх}} = 0{,}5 I_{m\,\text{вх}} U_{m\,\text{вх}} = 0{,}5 I_{m\,\text{б}} U_{m\,\text{б.э}}. \qquad (14\text{-}9)$$

Поэтому k_p будет равен:

$$k_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{I_{m\,\text{вых}} U_{m\,\text{вых}}}{I_{m\,\text{вх}} U_{m\,\text{вх}}} = k_i k_u. \qquad (14\text{-}10)$$

Важной величиной, характеризующей транзистор, является его входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, которое определяется по закону Ома. Для схемы ОЭ оно равно:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{m\,\text{вх}}}{I_{m\,\text{вх}}} = \frac{U_{m\,\text{б.э}}}{I_{m\,\text{б}}} \qquad (14\text{-}11)$$

и имеет величину от сотен ом до единиц килоом. Это вытекает из того, что при значениях $U_{m\,\text{б.э}}$ порядка десятых долей вольта ток $I_{m\text{б}}$ у транзисторов малой и средней мощности может быть до десятых долей миллиампера. Например, если $U_{m\,\text{б.э}} = 0{,}2$ *в* = 200 *мв*, а $I_{m\text{б}} = 0{,}4$ *ма* = 400 *мка*, то $R_{\text{вх}} = 20$ *мв*: 0,4 *ма* = 500 *ом*. Как видно, входное сопротивление получается во много раз меньше, чем у электронных ламп. Это является существенным недостатком транзисторов. Выходное сопротивление транзистора при включении его по схеме ОЭ, как будет показано далее, имеет величину от единиц до десятков килоом.

Каскад по схеме ОЭ так же, как и ламповый каскад с общим катодом, при усилении переворачивает фазу напряжения, т. е. между выходным и входным напряжениями имеется сдвиг фаз на 180°. Для доказательства этого рассмотрим работу схемы по рис. 14-5, *а*. На нем и на некоторых следующих рисунках знаки постоянных потенциалов указаны в кружочках для отличия от знаков переменных потенциалов. От постоянного тока коллектора на резисторе нагрузки получается падение напряжения со знаком минус на верхнем (по схеме) конце. Пусть на вход транзистора (на базу) поступает положительная полуволна напряжения, как показано на рис. 14-5, *а*. Это напряжение складывается с напряжением E_1 и напряжение на эмиттерном переходе $u_{\text{б.э}}$ увеличивается. В результате этого возрастает ток эмиттера, а следовательно, и ток коллектора. Тогда увеличивается падение напряжения на резисторе нагрузки, т. е. дополнительно к постоянному напряжению на $R_{\text{н}}$ появляется еще и переменное напряжение с той же полярностью, что и постоянное. Таким образом, на выходе получается отрицательная полуволна переменного напряжения.

Достоинством схемы ОЭ является удобство осуществления питания ее от одного источника, поскольку на коллектор и базу подаются питающие напряжения одного знака.

Недостатками данной схемы по сравнению со схемой ОБ являются худшие частотные и температурные свойства. С повышением частоты усиление в схеме ОЭ снижается в значительно бо́льшей степени, нежели в схеме ОБ. Режим работы схемы ОЭ сильно зависит от температуры. Влияние частоты и температуры подробно рассматривается в § 14-8 и 14-9.

Схема с общей базой (ОБ). Хотя эта схема дает значительно меньшее усиление по мощности и имеет меньшее входное сопротивление, чем схема ОЭ, все же она применяется довольно часто, так как

по своим частотным и температурным свойствам значительно лучше схемы ОЭ. Схема эта и аналогичная ей ламповая схема с общей сеткой изображены на рис. 14-8.

Коэффициент усиления по току каскада ОБ всегда несколько меньше единицы, но близок к ней:

$$k_i = \frac{I_{m\text{к}}}{I_{m\text{э}}} \approx 1. \qquad (14\text{-}12)$$

Это вытекает из того, что ток коллектора всегда лишь немного меньше тока эмиттера.

Важнейшим параметром транзисторов является статический коэффициент усиления по току (или коэффициент передачи тока) для схемы ОБ, обозначаемый α.

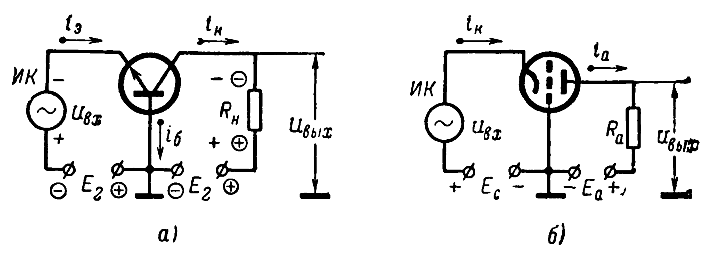


Рис. 14-8. Включение транзистора по схеме с общей базой (*а*) и аналогичная ламповая схема с общей сеткой (*б*).

Он определяется для режима без нагрузки ($R_н = 0$), т. е. при постоянстве напряжения коллектор — база:

$$\alpha = \frac{\Delta i_к}{\Delta i_э} \text{ при } u_{к.б} = \text{const}. \qquad (14\text{-}13)$$

Величина α всегда меньше 1 и при низких частотах имеет значения порядка 0,95—0,998 и выше. Чем ближе α к 1, тем лучше транзистор. Коэффициент усиления по току k_i для каскада ОБ всегда немного меньше α, так как при включении $R_н$ ток коллектора несколько уменьшается.

Нетрудно получить простые формулы, связывающие между собой α и β. Учитывая равенство $\Delta i_э = \Delta i_к + \Delta i_б$, выражение, определяющее α, представим в следующем виде:

$$\alpha = \frac{\Delta i_к}{\Delta i_к + \Delta i_б}.$$

Разделим числитель и знаменатель на $\Delta i_б$. Тогда

$$\alpha = \frac{\dfrac{\Delta i_к}{\Delta i_б}}{\dfrac{\Delta i_к}{\Delta i_б} + 1}, \quad \text{а так как} \quad \frac{\Delta i_к}{\Delta i_б} = \beta,$$

то окончательно можно написать:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \qquad (14\text{-}14)$$

Отсюда легко получить формулу

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \qquad (14\text{-}15)$$

Например, если $\alpha = 0,95$, то $\beta = \frac{0,95}{1 - 0,95} = 19$, а если $\alpha = 0,99$, т. е. его значение увеличилось примерно на 4%, то $\beta = \frac{0,99}{1 - 0,99} = 99$, т. е. β возрастает в 5 с лишним раз.

Коэффициент усиления по напряжению определяется формулой

$$k_u = \frac{U_{m\,к.б}}{U_{m\,э.б}}. \qquad (14\text{-}16)$$

Он получается такой же, как и в схеме ОЭ, т. е. порядка десятков или сотен. Действительно, если в схемах ОЭ и ОБ транзисторы, входные напряжения, питающие напряжения и сопротивления резисторов нагрузки одинаковы, то ток коллектора будет практически один и тот же и, следовательно, выходное напряжение также получится одинаковым. Поскольку коэффициент усиления по мощности k_p равен произведению $k_i k_u$, а $k_i \approx 1$, то k_p примерно равен k_u, т. е. имеет величину порядка десятков или сотен.

Входное сопротивление для схемы ОБ равно:

$$R_{вх} = \frac{U_{m\,э.б}}{I_{m\,э}}. \qquad (14\text{-}17)$$

Оно получается в десятки раз меньше, чем в схеме ОЭ. Это видно из того, что напряжение $U_{m.эб}$ имеет такую же величину, как и напряжение $U_{mб.э}$ в схеме ОЭ, а ток $I_{mэ}$ в десятки раз больше тока $I_{mб}$. Порядок входного сопротивления для схемы ОБ — десятки ом и даже единицы ом у более мощных транзисторов. Такое малое $R_{вх}$ является существенным недостатком схемы ОБ. Выходное сопротивление, как будет показано далее, в этой схеме получается от десятков до сотен килоом.

Для схемы ОБ сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями отсутствует, т. е. фаза напряжения при усилении не переворачивается. В этом можно убедиться, если проделать такие же рассуждения, как и для схемы ОЭ. На рис. 14-8 показана полярность отрицательной полуволны входного напряжения, под влиянием которой возрастают токи $i_э$ и $i_к$ и получается увеличение падения напряжения на резисторе нагрузки, т. е. отрицательная полуволна выходного напряжения.

Следует отметить, что каскад по схеме ОБ вносит при усилении меньшие нелинейные искажения, нежели каскад по схеме ОЭ.

Схема с общим коллектором (ОК). Эта схема и аналогичная ей ламповая схема с общим анодом показаны на рис. 14-9.

В них действительно коллектор и анод являются общей точкой входной и выходной цепей по переменному току, поскольку источники питания E_2 и $E_а$ всегда шунтированы конденсаторами большой емкости и для переменного тока могут считаться коротким замыканием. Особенность этих схем в том, что выходное напряжение полностью передается обратно на вход, т. е. имеется очень сильная отрицательная обратная связь. Нетрудно видеть, что входное напряжение равно

сумме переменного напряжения база — эмиттер $u_{б.э}$ и выходного напряжения

$$u_{вх} = u_{б.э} + u_{вых}. \qquad (14\text{-}18)$$

Коэффициент усиления по току каскада ОК почти такой же, как и в схеме ОЭ, т. е. имеет величину порядка десятков. Действительно,

$$k_i = \frac{I_{mэ}}{I_{mб}} = \frac{I_{mк} + I_{mб}}{I_{mб}} = \frac{I_{mк}}{I_{mб}} + 1. \qquad (14\text{-}19)$$

Но отношение $I_{mк}/I_{mб}$ есть коэффициент усиления по току для схемы ОЭ.

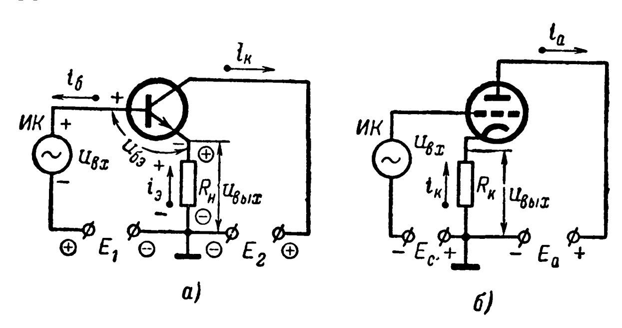


Рис. 14-9. Схема включения транзистора с общим коллектором (*а*) и аналогичная ламповая схема с общим анодом (*б*).

Зато коэффициент усиления по напряжению близок к единице, но всегда меньше ее:

$$k_u = \frac{U_{m\,вых}}{U_{m\,вх}} = \frac{U_{m\,вых}}{U_{mб.э} + U_{m\,вых}} < 1. \qquad (14\text{-}20)$$

Напряжение $U_{mб.э}$ не более десятых долей вольта, а $U_{mвых}$ при этом составляет целые вольты, т. е. $U_{mб.э} \ll U_{mвых}$. Следовательно, $k_u \approx 1$. Надо отметить, что переменное напряжение $u_{б.э}$ на входе самого транзистора усиливается в десятки раз так же, как и в схеме ОЭ, но для всей схемы усиление напряжения отсутствует.

Коэффициент усиления по мощности, очевидно, примерно равен k_i и получается порядка десятков.

Рассмотрев полярность переменных напряжений в схеме по рис. 14-9, *а*, можно установить, что сдвига фаз между $u_{вых}$ и $u_{вх}$ нет. Пусть, например, $u_{вх}$ имеет в данный момент положительную полуволну, как показано на рис. 14-9, *а*. Тогда произойдет увеличение напряжения $u_{б.э}$ и возрастет ток эмиттера, который создаст увеличенное падение напряжения на резисторе нагрузки. Следовательно, на выходе получится положительная полуволна напряжения. Таким образом, выходное напряжение совпадает по фазе с входным и почти равно ему по величине. Иначе говоря, выходное напряжение повторяет входное. Именно поэтому данный каскад называют **эмиттерным повторителем** (эмиттерным потому, что резистор нагрузки включен в провод эмиттера). Аналогичными свойствами обладает и ламповый катодный повторитель, показанный на рис. 14-9, *б*.

Входное сопротивление каскада по схеме ОК получается порядка десятков килоом и даже больше, что является важным достоинством схемы. Действительно,

$$R_{вх} = \frac{U_{m\,вх}}{I_{m\,вх}} = \frac{U_{m\,б.э} + U_{m\,вых}}{I_{m\,б}}. \qquad (14\text{-}21)$$

Отношение $U_{mб.э}/I_{mб}$ есть входное сопротивление самого транзистора для схемы ОЭ, которое, как известно, доходит до единиц килоом. А так как $U_{mвых}$ в десятки раз больше $U_{mб.э}$, то и $R_{вх}$ в десятки раз превышает входное сопротивление схемы ОЭ.

Выходное сопротивление в схеме ОК, наоборот, получается сравнительно небольшим, обычно порядка десятков или сотен ом.

Так как схема ОК применяется сравнительно редко, то в дальнейшем будут рассматриваться только схемы ОЭ и ОБ.

Для удобства сравнения основные свойства всех трех схем включения транзисторов сведены в таблицу 14-1.

Таблица 14-1

Важнейшие свойства основных схем включения транзисторов

Параметр	Схема ОЭ	Схема ОБ	Схема ОК
k_i	Десятки	Немного меньше 1	Десятки
k_u	До сотен	До сотен	Немного меньше 1
k_p	До тысяч	До сотен	Десятки
$R_{вх}$	До единиц килоом	До десятков ом	До десятков килоом
$R_{вых}$	До десятков килоом	До сотен килоом	До единиц килоом
Сдвиг фаз между $u_{вых}$ и $u_{вх}$	180°	0	0

14-5. СХЕМЫ ПИТАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРОВ

В усилительных каскадах с транзисторами применяют обычно питание входной и выходной цепей от одного источника. Для нормального режима работы транзистора необходимо, чтобы между эмиттером и базой было постоянное напряжение порядка десятых долей вольта (напряжение смещения базы).

Следует отметить, что ток эмиттера, проходя через участок эмиттер — база, создает на нем некоторое напряжение, но оно обычно недостаточно и режим работы транзистора оказывается ненормальным

(токи получаются слишком малыми). Необходимо подать дополнительное напряжение смещения от источника питания коллекторной цепи. Это делают с помощью резистора или делителя. На рис. 14-10 показано несколько схем подачи напряжения смещения на базу.

В схеме каскада с общим эмиттером (рис. 14-10, *а*) постоянный ток базы $I_{б0}$ проходит через резистор R, на котором гасится почти все напряжение E. Небольшая часть напряжения падает на участке

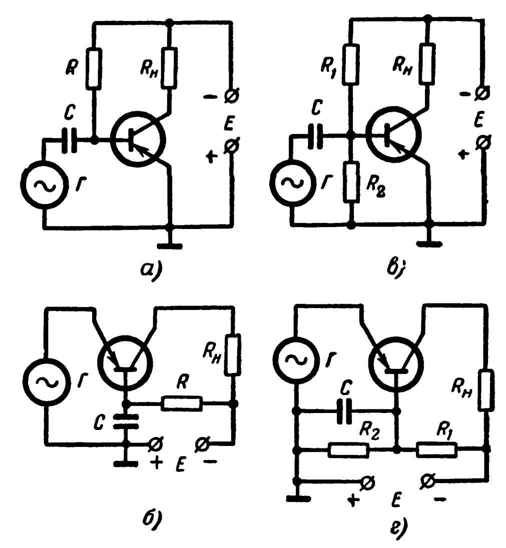


Рис. 14-10. Схемы подачи напряжения смещения на базу транзистора.

база —эмиттер и является смещением базы $U_{б.э0}$. Оно равно: $U_{б.э0} = E - I_{б0}R$. Из этого выражения легко определить сопротивление резистора R:

$$R = \frac{E - U_{б.э0}}{I_{б0}}. \tag{14-22}$$

А так как обычно $U_{б.э} \ll E$, то $R \approx E/I_{б0}$.

Подобная же схема для каскада с общей базой дана на рис. 14-10, *б*. Здесь напряжение источника E равно:

$$E = I_{б0}R + U_{э.б0} + I_{э0}R_г, \tag{14-23}$$

где $R_г$ — сопротивление постоянному току источника колебаний $Г$. Решив это уравнение относительно R, получим:

$$R = \frac{E - U_{э.б0} - I_{э0}R_г}{I_{б0}} \approx \frac{E - I_{э0}R_г}{I_{б0}}. \tag{14-24}$$

На рис. 14-10, *в* показана подача напряжения смещения с помощью делителя R_1R_2 в каскаде с общим эмиттером. Здесь бо́льшая часть напряжения E падает на резисторе R_1, а небольшая часть,

являющаяся напряжением смещения $U_{б.э0}$, падает на резисторе R_2, к которому параллельно подключено входное сопротивление транзистора постоянному току. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 можно легко определить по формулам:

$$R_1 = \frac{E - U_{б.э0}}{I_д + I_{б0}} \approx \frac{E}{I_д + I_{б0}}; \tag{14-25}$$

$$R_2 = \frac{U_{б.э0}}{I_д}; \tag{14-26}$$

здесь $I_д$ — ток самого делителя.

Способ подачи смещения с помощью делителя применяется довольно часто, но он менее экономичен, так как источник E должен создавать дополнительный ток $I_д$, бесполезно нагревающий резисторы R_1 и R_2. Кроме того, в рассматриваемой схеме резистор R_2, будучи подключен параллельно входному сопротивлению транзистора, весьма заметно уменьшает входное сопротивление каскада.

Схема с делителем для каскада с общей базой дана на рис. 14-10, *г*. В отличие от предыдущей схемы, в которой падение напряжения на R_2 являлось напряжением смещения, в данной схеме $U_{э.б0}$ меньше, чем напряжение, получающееся на R_2, так как имеется падение напряжения от тока $I_{э0}$ на сопротивлении источника колебаний $R_г$. Поэтому $U_{э.б0} = I_д R_2 - I_{э0} R_г$ и сопротивления резисторов делителя можно рассчитать по формулам:

$$R_2 = \frac{U_{э.б0} + I_{э0} R_г}{I_д}; \quad R_1 = \frac{E - I_д R_2}{I_д + I_{б0}}. \tag{14-27}$$

В схеме по рис. 14-10, *г* применение делителя не понижает входного сопротивления каскада.

Для получения более стабильного напряжения смещения желательно, чтобы ток делителя $I_д$ (в любой схеме) был возможно больше. Однако из соображений экономии расхода энергии источника E обычно $I_д$ лишь в 2—3 раза больше, чем $I_{б0}$. Конденсатор C, показанный на всех схемах рис. 14-10, служит для передачи на вход транзистора усиливаемого переменного напряжения. Чтобы потеря этого напряжения на конденсаторе была незначительна, его емкостное сопротивление для самой низшей частоты должно быть во много раз меньше входного сопротивления транзистора $R_{вх}$. Так как $R_{вх}$ имеет сравнительно небольшую величину, то емкость во многих случаях должна быть значительной, порядка единиц и даже десятков микрофарад. Поэтому в качестве конденсатора C обычно применяют малогабаритные электролитические конденсаторы.

Выше указывалось, что существенным недостатком транзисторов является значительное изменение их параметров и характеристик при изменении температуры. Повышение температуры вызывает увеличение токов, и правильный режим работы транзистора нарушается. Для борьбы с этим неприятным явлением служат различные методы температурной стабилизации или компенсации. В схему вводят стабилизирующие детали, которые обеспечивают относительное постоянство режима при изменении температуры или смене транзистора. Однако надо иметь в виду, что схемы стабилизации стабилизируют лишь положение рабочей точки, но не устраняют влияния температуры на свойства транзистора и происходящие в нем процессы. Поэтому даже при постоянстве рабочей точки все же изменение температуры вызывает изменение параметров транзистора. Таким образом,

стабилизация режима лишь частично устраняет вредное влияние температуры.

На рис. 14-11 показаны наиболее распространенные схемы стабилизации режима усилительного каскада с общим эмиттером, который по сравнению с другими способами включения наиболее подвержен влиянию температуры. Схема по рис. 14-11, *а* называется схемой коллекторной стабилизации. В ней резистор R, служащий для установления необходимого смещения на базе, подключен не к источнику E, как в схеме рис. 14-10, *а*, а к коллектору. Если от нагрева или смены транзистора ток $i_к$ возрастет, то увеличится падение напряжения на $R_н$, а напряжение $U_{к.э}$ соответственно уменьшится. Но тогда уменьшается ток базы и напряжение $U_{б.э}$, что приведет к уменьшению тока $i_к$. Таким образом, происходят изменения этого тока одновременно в разные стороны и в результате он остается почти постоянным. Рассмотренная схема является наиболее простой и экономичной, но

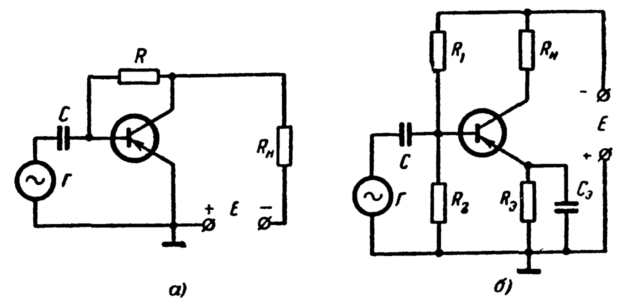


Рис. 14-11. Схемы стабилизации режима усилительного каскада с транзистором.

дает хорошую стабилизацию лишь в случае, если на резисторе нагрузки падает не менее половины напряжения источника E. Кроме того, в данной схеме происходит некоторое снижение усиления, так как часть усиленного напряжения передается через резистор R обратно на вход транзистора с фазой, противоположной фазе усиливаемого напряжения, т. е. получается отрицательная обратная связь.

Более сложна и менее экономична схема эмиттерной стабилизации по рис. 14-11, *б*. Она требует источника E с несколько более высоким напряжением, но по своим стабилизирующим свойствам значительно превосходит предыдущую схему и поэтому является основной. Здесь резисторы $R_1 R_2$ образуют делитель напряжения для получения смещения на базе, а резистор $R_э$ в проводе эмиттера является стабилизирующим. Падение напряжения на этом резисторе от тока эмиттера $U_э = I_{э0} R_э$ действует навстречу напряжению $U_2 = I_д R_2$. Поэтому напряжение смещения базы равно $U_{б.э} = U_2 - U_э$. Можно сказать, что резистор $R_э$ создает отрицательную обратную связь по постоянному току. Действительно, если под влиянием температуры токи в транзисторе начнут возрастать, то от повышения тока $I_{э0}$ увеличится напряжение $U_э$ и соответственно уменьшится смещение базы $U_{б.э}$, а это вызовет уменьшение токов. В результате такого изменения одновременно в противоположные стороны токи изменяются очень мало и режим получается весьма стабильным.

Для того чтобы резистор $R_э$ не создавал отрицательной обратной связи по переменному току, он зашунтирован конденсатором $C_э$ достаточно большой емкости. Его сопротивление для самой низшей частоты должно быть во много раз меньше $R_э$. Обычно конденсатор $C_э$ бывает электролитический, емкостью в десятки микрофарад. Эмиттерная стабилизация работает хорошо, независимо от сопротивления резистора нагрузки $R_н$, а также тем лучше, чем больше ток делителя $I_д$ и сопротивление резистора $R_э$. Но так как напряжение $U_э$ является частью E, то чрезмерное увеличение $R_э$ приводит к необходимости значительного повышения E, что невыгодно. Пренебрегая величиной $U_{б.э0}$ по сравнению с другими напряжениями, расчет сопротивлений резисторов для схемы эмиттерной стабилизации делают по следующим приближенным формулам:

$$R_1 \approx \frac{E - U_э}{I_{б0} + I_д}; \quad R_2 \approx \frac{U_э}{I_д}; \quad R_э = \frac{U_э}{I_{э0}}. \qquad (14\text{-}28)$$

При этом величина $U_э$ выбирается с учетом возможности повышения E, а ток делителя $I_д$ обычно берут порядка $(2 \div 5)\ I_{б0}$.

Во многих случаях применение температурной стабилизации не является обязательным, так как не требуется высокая стабильность усиления.

14-6. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Зависимости между токами и напряжениями в транзисторах отображают их статические характеристики. Для вакуумных триодов при отсутствии сеточного тока достаточно иметь одно семейство анодно-сеточных или анодных характеристик. Каждое из них показывает взаимную зависимость трех величин: анодного тока, сеточного напряжения и анодного напряжения. Если же вакуумный триод работает с током сетки, то приходится пользоваться, кроме семейства характеристик анодного тока, еще и семейством характеристик сеточного тока. В транзисторах взаимно связаны всегда четыре величины: входные и выходные токи и напряжения (i_1, i_2, u_1, u_2). Одним семейством характеристик эту зависимость показать нельзя. Необходимо пользоваться двумя семействами характеристик. Наиболее удобно рассматривать семейство входных характеристик $i_1 = f(u_1)$ вместе с семейством выходных характеристик $i_2 = f(u_2)$.

Для каждой из трех схем включения транзистора существуют свои семейства характеристик. Пользуясь теми или иными характеристиками, надо обращать внимание на то, к какой схеме они относятся. Мы рассмотрим основные характеристики для наиболее распространенных схем с общим эмиттером и с общей базой. Эти характеристики приводятся в справочниках.

Поскольку рабочие напряжения и токи во входной и выходной цепях транзисторов типов *n-p-n* и *p-n-p* имеют разные знаки, то в литературе иногда характеристики показывают с учетом этого, т. е. отрицательные напряжения и токи откладывают на осях влево и вниз. Однако удобнее их откладывать вправо и вверх в любом случае. Именно так показаны приводимые далее характеристики. А правильные полярность напряжений на транзисторе и направление токов в его цепях всегда устанавливаются соответственно типу транзистора независимо от того, как изображены его характеристики.

Входные и выходные характеристики транзистора имеют тесную связь с вольт-амперной характеристикой полупроводникового диода. Действительно, входные характеристики относятся к эмиттерному переходу, который работает при прямом напряжении. Поэтому они аналогичны характеристике прямого тока диода. Выходные характеристики подобны характеристике обратного тока диода, так как они отображают свойства коллекторного перехода, работающего при обратном напряжении.

Рассмотрим прежде всего характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

На рис. 14-12,*а* даны входные характеристики $i_б = f(u_{б.э})$ при постоянном выходном напряжении $u_{к.э} = \text{const}$. Характеристика для $u_{к.э} = 0$ идет из начала координат, так как, если все напряжения равны нулю, нет никакого тока.

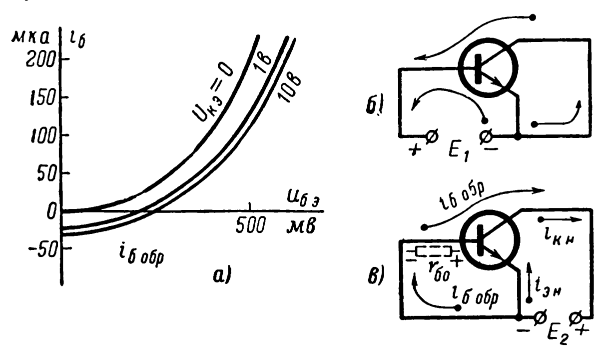


Рис. 14-12. Входные характеристики транзистора при включении его по схеме с общим эмиттером.

Из схемы рис. 14-12, *б* видно, что при $u_{к.э} = 0$, т. е. когда коллектор и эмиттер замкнуты накоротко, к обоим переходам приложено прямое напряжение, равное $u_{б.э} = E_1$. Ток базы при этом является суммой прямых токов эмиттерного и коллекторного переходов, но получается небольшим, так как прямое напряжение эмиттерного перехода составляет всего лишь десятые доли вольта (сотни милливольт), а сопротивление базы $r_{б0}$ имеет величину порядка сотен ом.

В транзисторах небольшой мощности ток базы бывает порядка десятых долей миллиампера (сотен микроампер). Рассматриваемая характеристика подобна обычной характеристике прямого тока полупроводникового диода. Для значений $u_{к.э} > 0$ характеристика сдвигается вправо, ток базы уменьшается и при малых $u_{б.э}$ становится отрицательным. Это легко объясняет рис. 14-12, *в*, на котором показана схема ОЭ при $u_{б.э} = 0$, т. е. при отсутствии источника E_1. В этом случае источник E_2, кроме так называемого начального тока эмиттера $i_{э.н}$, создает еще и в цепи базы ток $i_{б.обр}$ обратного направления по сравнению с обычным током базы. Оба эти тока, складываясь, образуют начальный ток коллектора $i_{к.н} = i_{э.н} + i_{б.обр}$. Следует отметить, что ток $i_{б.обр}$ на сопротивлении базы $r_{б0}$ (оно показано на рис. 14-12, *в* штрихом) создает небольшое падение напряжения, которое является прямым для эмиттерного перехода и несколько увеличивает начальный ток эмиттера $i_{э.н}$. Если теперь включить источник E_1 и постепенно

увеличивать его напряжение, то он будет действовать в цепи базы навстречу источнику E_2. Ток $i_{б.обр}$ уменьшится и при некотором значении $u_{б.э}$, когда действия источников E_1 и E_2 в цепи базы уравновесятся, ток базы станет равным нулю. При дальнейшем увеличении $u_{б.э}$ будет возрастать положительный ток базы, составляющий, как обычно, часть тока эмиттера.

Уменьшение тока базы при повышении $u_{к.э}$ происходит еще и вследствие явления модуляции толщины базы. Чем выше $u_{к.э}$, тем больше напряжение на коллекторном переходе $u_{к.б}$. Толщина этого перехода увеличивается, а толщина базы уменьшается и тогда в базе меньше происходит рекомбинаций носителей, движущихся от эмиттера через базу к коллектору. Следовательно, несколько возрастает ток $i_к$ и уменьшается ток $i_б$. Однако изменение $u_{к.э}$ (например, с 1 до 10 *в*, как показано на рис. 14-12) мало влияет на ток базы и входные

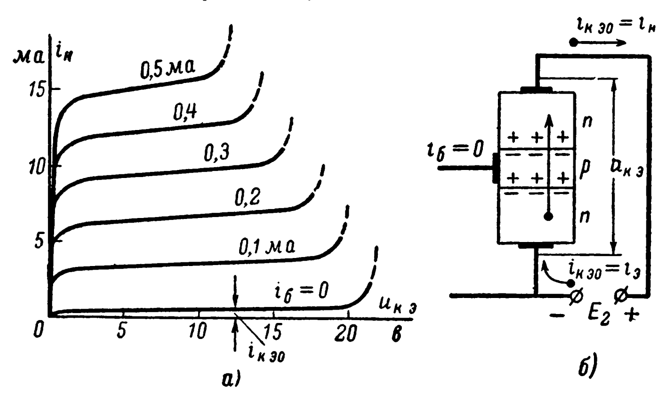


Рис. 14-13. Выходные характеристики транзистора при включении его по схеме с общим эмиттером.

характеристики для разных значений $u_{к.э} > 0$ расположены очень близко друг к другу. Поэтому в справочниках обычно приводится лишь одна входная характеристика для некоторого рекомендуемого значения $u_{к.э}$. Часто также дается и характеристика при $u_{к.э} = 0$.

Семейство выходных характеристик $i_к = f(u_{к.э})$ показано на рис. 14-13, *а*. Как правило, эти характеристики даются для различных постоянных значений входного тока, т. е. тока базы. Это объясняется тем, что вследствие сравнительно малого входного сопротивления транзистора источник входного переменного напряжения, имеющий часто большое внутреннее сопротивление, работает в режиме генератора тока. Таким образом, обычно бывает задан входной ток транзистора и удобно вести расчеты с помощью семейства выходных характеристик, связывающих выходные ток и напряжение именно с входным током.

Первая характеристика для $i_б = 0$ выходит из начала координат и весьма напоминает обычную характеристику обратного тока полупроводникового диода. Условие $i_б = 0$ соответствует разомкнутой цепи базы. При этом через весь транзистор от эмиттера к коллектору проходит некоторый начальный ток, который называют с к в о з н ы м т о к о м и обозначают $i_{к.э0}$. Он является важным параметром тран-

зистора. Ток $i_{к.э0}$ имеет величину порядка десятков или сотен микроампер и значительно превосходит обычный обратный ток электронно-дырочного перехода [1]. Это объясняется тем, что некоторая небольшая часть напряжения $u_{к.э}$ приложена к эмиттерному переходу в качестве прямого напряжения (рис. 14-13, *б*). Вследствие этого возрастает ток эмиттера, а он в данном случае и является сквозным током.

При значительном повышении напряжения $u_{к.э}$ ток $i_{к.э0}$ резко возрастает, что объясняется наступлением электрического пробоя. Следует отметить, что, если $u_{к.э}$ не слишком мало, при обрыве цепи базы иногда в транзисторе может наблюдаться быстрое лавинообразное увеличение тока, приводящее к перегреву и гибели транзистора (если в цепи коллектора нет резистора, ограничивающего возрастание тока). В этом случае происходит следующий процесс: часть напряжения $u_{к.э}$, действующая на эмиттерном переходе, увеличивает ток $i_э$ и равный ему ток $i_к$, сопротивление коллекторного перехода уменьшается, напряжение на нем уменьшается и за счет этого соответственно возрастает напряжение на эмиттерном переходе, что приводит к еще большему увеличению тока и т. д. Для того чтобы не произошло описанного явления, при эксплуатации транзисторов запрещается разрывать цепь базы, если не выключено питание цепи коллектора. Надо также сначала включать питание цепи базы, а потом цепи коллектора, но не наоборот.

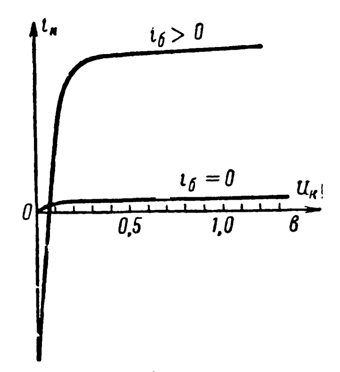


Рис. 14-14. Начальный участок выходной характеристики транзистора.

Если $i_б > 0$, то выходная характеристика расположена выше, чем при $i_б = 0$, и тем выше, чем больше ток $i_б$. Ранее уже отмечалась приблизительно линейная зависимость между токами транзистора. Увеличение тока базы означает, что соответственно увеличился ток эмиттера, частью которого является ток $i_б$. Следовательно, пропорционально возрастает и ток коллектора. Благодаря линейной зависимости между токами пологие участки соседних выходных характеристик расположены приблизительно на одинаковом расстоянии друг от друга. Однако в некоторых транзисторах эта линейность несколько нарушается.

Выходные характеристики показывают, что при увеличении $u_{к.э}$ от нуля до небольших значений порядка десятых долей вольта ток коллектора резко возрастает. Это объясняется тем, что при таком изменении $u_{к.э}$ напряжение иа коллекторном переходе меняется от прямого на обратное. На схеме рис. 14-12, *б* было уже показано, что при $u_{к.э} \approx 0$ в цепи коллектора возникает прямой ток коллекторного перехода, имеющий обратное направление по отношению к обычному току коллектора. Если увеличивать $u_{к.э}$ всего лишь на десятые доли вольта, то прямое напряжение на коллекторном переходе уменьшается и изменяется на обратное. Соответственно меняется и проходит через нулевое значение ток коллектора, как показывает рис. 14-14, на ко-

[1] Здесь и далее порядок величин параметров указывается для транзисторов небольшой мощности.

тором изображен начальный участок выходной характеристики. В масштабе рис. 14-13, *а* это изобразить нельзя и было показано, что все характеристики выходят из начала координат.

При дальнейшем изменении $u_{к.э}$ характеристики идут с небольшим подъемом, что означает сравнительно малое влияние $u_{к.э}$ на ток коллектора. Действительно, ведь для существенного увеличения $i_к$ надо, чтобы увеличился ток эмиттера. Но все же при повышении $u_{к.э}$ происходит следующее. Вследствие уменьшения толщины базы уменьшается ток базы, а так как характеристики снимаются при условии $i_б = \text{const}$, то для поддержания прежнего значения тока базы приходится увеличивать напряжение $u_{б.э}$. За счет этого несколько возрастает $i_э$, а следовательно, и ток коллектора. При увеличении напряжения $u_{к.э}$ увеличивается и та его часть, которая приложена в виде прямого напряжения к эмиттерному переходу. В результате этого также получается возрастание токов $i_э$ и $i_к$.

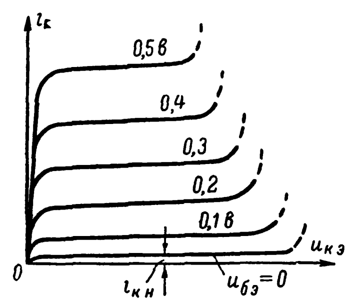


Рис. 14-15. Выходные характеристики транзистора при постоянных напряжениях база — эмиттер.

Характеристики на рис. 14-13, *а* показывают, что при бóльших токах $i_к$ электрический пробой наступает при меньших значениях $u_{к.э}$. Область пробоя не является нормальной рабочей областью транзистора.

Иногда применяются выходные характеристики $i_к = f(u_{к.э})$, снятые при различных постоянных значениях напряжения $u_{б.э}$. Они удобны в случае, если на входе задано напряжение, т. е. если источник усиливаемых колебаний имеет малое внутреннее сопротивление (во много раз меньше входного сопротивления транзистора) и, следовательно, работает в режиме генератора напряжения. Семейство таких характеристик показано на рис. 14-15. В отличие от рассмотренных выше, данные характеристики имеют пологие участки, идущие с меньшим подъемом. Кроме того, расстояние между соседними характеристиками различно. При малых $u_{б.э}$ характеристики расположены ближе друг к другу. Это является следствием нелинейной зависимости между током $i_к$ и напряжением $u_{б.э}$. Как мы знаем, $i_к$ приблизительно пропорционален $i_б$, но ток $i_б$ зависит нелинейно от $u_{б.э}$, что хорошо видно из входной характеристики на рис. 14-12, *а*. Если $u_{б.э} = 0$, то в цепи коллектора протекает небольшой начальный ток $i_{к.н}$, о котором уже упоминалось ранее. Значительное повышение $u_{к.э}$ вызывает наступление электрического пробоя.

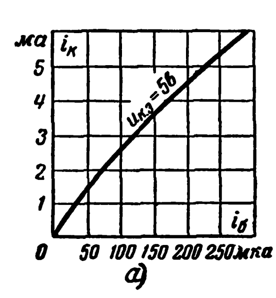
Все семейство до области пробоя напоминает семейство анодных характеристик пентода.

Хотя для расчета схем с транзисторами достаточно иметь входные и выходные характеристики, иногда пользуются еще **переходными характеристиками**, которые показывают зависимость $i_к = f(i_б)$ при $u_{к.э} = \text{const}$ или $i_к = f(u_{б.э})$ при $u_{к.э} = \text{const}$. Эти характеристики для двух различных значений напряжения $u_{к.э}$ даны на рис. 14-16. Они наглядно показывают, что между токами $i_к$ и $i_б$ существует зависимость, близкая к линейной, а зависимость $i_к$ от входного напряжения нелинейна.

Изменение напряжения $u_{к.э}$ мало влияет на $i_к$ и переходные характеристики для различных $u_{к.э}$ расположены очень близко друг к другу. Поэтому в справочниках приводится обычно лишь одна кривая для некоторого среднего значения $u_{к.э}$. При $i_б = 0$ получается небольшой ток коллектора, который представляет собой известный нам сквозной ток $i_{к.э0}$, а при $u_{б.э} = 0$ протекает небольшой начальный ток коллектора $i_{к.н}$.

Характеристика $i_к = f(u_{б.э})$ весьма напоминает «правую» анодно-сеточную характеристику вакуумного триода, имеющего очень густую сетку. О такой аналогии между транзистором и вакуумным триодом уже говорилось выше.

Поскольку между токами $i_к$ и $i_б$ существует почти линейная зависимость, можно написать простое уравнение, связывающее эти токи. Пусть ток базы при $u_{к.э} = \text{const}$ изменяется от нуля до некоторого значения $i_б$. Примем это изменение за приращение $\Delta i_б$. При



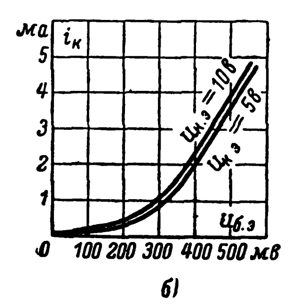


Рис. 14-16. Переходные характеристики транзистора при включении его по схеме с общим эмиттером.

этом ток коллектора изменяется от $i_{к.э0}$ до значения $i_к$, соответствующего току $i_б$. Следовательно, $\Delta i_к = i_к - i_{к.э0}$ и тогда выражение для коэффициента усиления по току β напишется в виде:

$$\beta = \frac{i_к - i_{к.э0}}{i_б}. \qquad (14\text{-}29)$$

Отсюда получаем важную формулу, которой придется пользоваться в дальнейшем:

$$i_к = i_{к.э0} + \beta i_б. \qquad (14\text{-}30)$$

Если приближенно считать, что $\beta = \text{const}$, то это выражение есть уравнение прямой линии, представляющей собой переходную характеристику на рис. 14-16, *а*. На самом же деле β не является строго постоянной величиной и эта характеристика может иметь некоторую нелинейность.

Помимо рассмотренных характеристик, существуют еще **характеристики обратной связи** $u_{б.э} = f(u_{к.э})$ при $i_б = \text{const}$, которые показывают, как изменяется напряжение на входе транзистора под влиянием изменения выходного напряжения при условии, что входной ток постоянен.

В транзисторах всегда существует внутренняя обратная связь. Это объясняется тем, что выходная и входная цепи имеют непосредственно электрическое соединение. Поэтому часть выходного напря-

жения всегда приложена к входу транзистора, а выходной ток (ток коллектора) частично проходит через входную цепь. Характеристики обратной связи мало удобны для расчетов и ими, как правило, не пользуются. Поэтому мы не будем их рассматривать.

В справочниках иногда приводятся все четыре типа характеристик, расположенные в четырех квадрантах (так называемые **совмещенные характеристики**). Это дает экономию места, так как каждая ось координат используется для четырех графиков. На рис. 14-17 показаны в качестве примера такие характеристики для

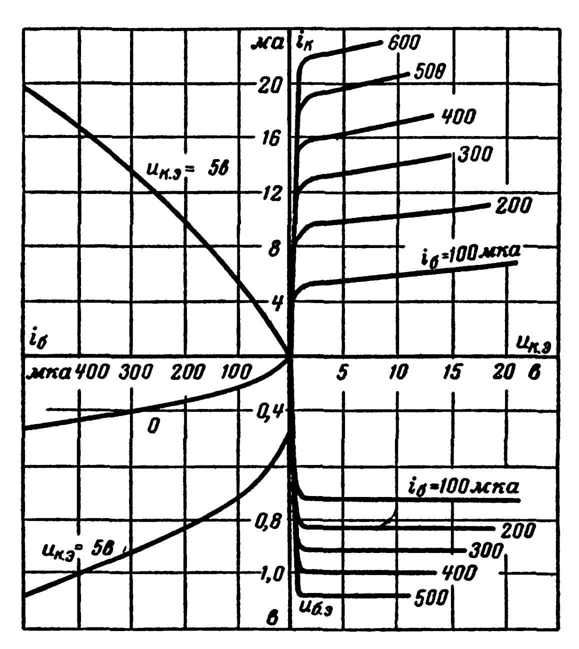


Рис. 14-17. Расположение на одном графике четырех типов характеристик транзистора для схемы включения с общим эмиттером.

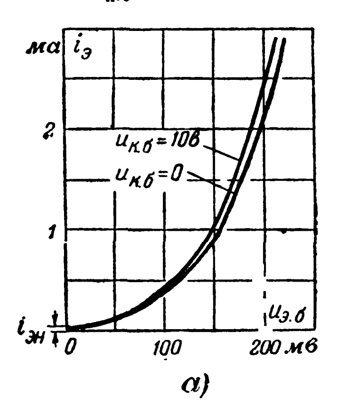
включения транзистора по схеме ОЭ. Справа вверху даны выходные характеристики $i_к = f(u_{к.э})$ при $i_б$ = const, слева вверху показана переходная характеристика $i_к = f(i_б)$ при $u_{к.э}$ = const, причем ток $i_б$ пришлось отложить влево от начала координат. Слева внизу показана входная характеристика $i_б = f(u_{б.э})$ при $u_{к.э}$ = const. Для нее ток $i_б$ отложен влево, а напряжение $u_{б.э}$ — вниз. Здесь же дана входная характеристика для $u_{к.э} = 0$. Справа внизу располагается семейство характеристик обратной связи $u_{б.э} = f(u_{к.э})$ при $i_б$ = const, для которых напряжение $u_{б.э}$ оказывается отложенным вниз.

Перейдем теперь к характеристикам транзистора, включенного по схеме с общей базой.

Входные характеристики $i_э = f(u_{э.б})$ при $u_{к.б}$ = const даны на рис. 14-18, *а*. Они аналогичны характеристике диода для прямого

тока, поскольку ток эмиттера именно и является таким током. При $u_{к.б} = 0$ характеристика идет из начала координат, так как при отсутствии напряжений ток равен нулю. А если $u_{к.б} > 0$, то характеристика проходит немного выше, т. е. ток эмиттера несколько возрастает, и при $u_{э.б} = 0$ получается очень небольшой начальный ток $i_{э.н}$. Условие $u_{э.б} = 0$ соответствует короткому замыканию эмиттера с базой. Характеристики для различных $u_{к.б}$ расположены очень близко друг к другу и в справочниках обычно приводится только одна характеристика для некоторого нормального $u_{к.б}$. Малое влияние напряжения $u_{к.б}$ на ток эмиттера получается потому, что поле, создаваемое напряжением $u_{к.б}$, сосредоточено только в коллекторном переходе. Но все же с увеличением $u_{к.б}$ ток $i_э$ несколько возрастает, что объясняется влиянием поперечного сопротивления базы $r_{б0}$ (напомним, что $r_{б0}$ находится внутри базы транзистора).

Из схемы рис. 14-12, *в* видно, что при $E_1 = u_{э.б} = 0$ на сопротивлении $r_{б0}$ обратный ток базы $i_{б.обр}$ создает некоторое падение напряжения, которое является прямым напряжением для эмиттерного перехода. Поэтому возникает ток $i_{э.п}$ и, как видно из рис. 14-12, *в*, $i_{э.н} + i_{б.обр} = i_{к.н}$. С увеличением $u_{к.б}$ несколько увеличивается ток $i_{б.обр}$, следовательно, возрастает падение напряжения на $r_{б0}$ и становится больше ток $i_{э.н}$. Если же от источника E_1 подано такое напряжение $u_{э.б}$, что ток $i_б$ изменит свое направление, то он будет, как обычно, составлять часть тока эмиттера (рис. 14-18, *б*). В этом случае на $r_{б0}$ создается от тока $i_б$ падение напряжения, которое действует навстречу источнику E_1, т. е. уменьшает $u_{э.б}$. С увеличением $u_{к.б}$ вследствие уменьшения толщины базы уменьшаются ток $i_б$ и напряжение на $r_{б0}$. В результате этого возрастает напряжение $u_{э.б}$ и ток эмиттера также растет.



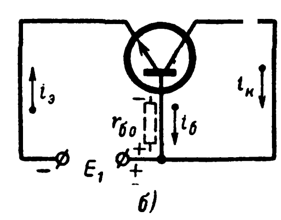


Рис. 14-18. Входные характеристики транзистора для схемы включения с общей базой.

На рис. 14-19, *а* показано семейство выходных характеристик $i_к = f(u_{к.б})$ при $i_э = \text{const}$. Они даются для постоянных значений тока $i_э$, потому что входное сопротивление транзистора мало и источник усиливаемых колебаний, включенный на вход, обычно работает как генератор тока, т. е. в режиме, близком к короткому замыканию. При $i_э = 0$ характеристика проходит через начало координат, так как при отсутствии тока $i_э$ и $u_{к.б} = 0$ не может быть и коллекторного тока. Эта характеристика является обычной характеристикой обратного тока *p-n* перехода. Ведь условие $i_э = 0$ соответствует разомкнутой цепи эмиттера, а это означает, что включен только один коллекторный переход, к которому приложено обратное напряжение $u_{к.б}$.

Обратный ток коллекторного перехода $i_{к0}$, получающийся при $i_э = 0$, относится к числу параметров транзистора. У транзисторов небольшой мощности он обычно бывает не более десятков микроампер.

При некотором значении $u_{к.б}$ начинается электрический пробой коллекторного перехода, и ток коллектора резко возрастает.

Выходные характеристики для различных $i_э$ представляют собой практически прямые линии, идущие с очень небольшим наклоном,

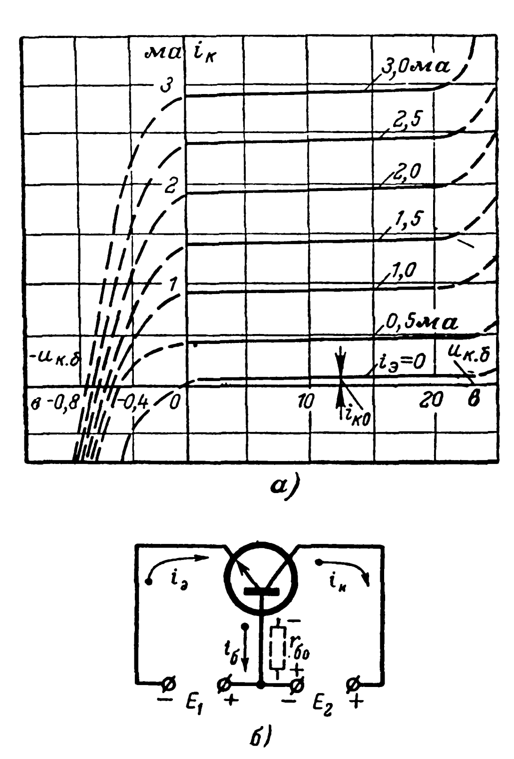


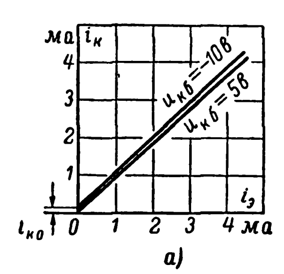
Рис. 14-19. Выходные характеристики транзистора для схемы включения с общей базой.

что означает очень малое влияние напряжения $u_{к.б}$ на ток коллектора. Действительно, для увеличения тока $i_к$ надо увеличивать ток эмиттера, чтобы из эмиттера в базу инжектировалось больше неосновных носителей. А если $i_э = \text{const}$, то коллекторный ток при возрастании $u_{к.б}$ увеличивается, главным образом, только за счет уменьшения толщины базы, в результате чего в базе снижается рекомбинация инжектированных носителей с основными носителями базы. Следовательно, большее количество инжектированных носителей достигает коллектора, ток $i_к$ увеличивается, а ток базы уменьшается.

Особенностью выходных характеристик является то, что при $u_{к.б} = 0$ и $i_э > 0$ ток коллектора имеет значительную величину,

почти такую же, как и при $u_{к.б} > 0$. Это объясняется тем, что благодаря наличию сопротивления базы $r_{б0}$ в данном режиме на коллекторном переходе фактически имеется некоторое напряжение. Оно представляет собой напряжение, созданное на $r_{б0}$ током базы (рис. 14-19, *б*). У многих транзисторов выходные характеристики имеют вид прямых линий, начиная от $u_{к.б} = 0$. В ряде случаев в начале они имеют нелинейный участок, на котором наблюдается более значительное изменение тока $i_к$. Зависимость между токами $i_к$ и $i_э$ является линейной. Поэтому выходные характеристики при изменении тока $i_э$ на одну и ту же величину располагаются на одном и том же расстоянии друг от друга. При бóльших токах переход к электрическому пробою происходит при меньших $u_{к.б}$.

На рис. 14-19, *а* штриховыми линиями показано, что при перемене знака напряжения $u_{к.б}$ уже при небольших значениях этого напряжения ток коллектора резко уменьшается, а затем изменяет



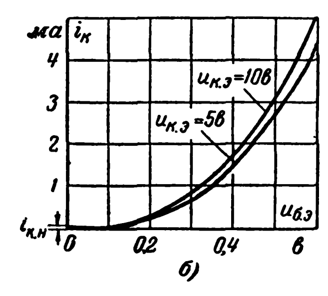


Рис. 14-20. Переходные характеристики для схемы включения транзистора с общей базой.

свое направление и быстро возрастает. Такое явление объясняется тем, что напряжение $u_{к.б}$ другого знака по сравнению с обычным является прямым для коллекторного перехода. При увеличении его на десятые доли вольта сначала происходит компенсация того небольшого напряжения, которое, как было объяснено выше, создано на коллекторном переходе за счет падения напряжения от тока $i_б$ на сопротивлении базы. Затем напряжение на этом переходе становится прямым и ток $i_к$ резко возрастает в обратном направлении по сравнению с обычным.

Выходные характеристики для схемы ОБ, снятые при постоянных значениях входного напряжения $u_{э.б}$, а не входного тока, как правило, не применяются, и мы их рассматривать не будем.

Переходные характеристики $i_к = f(i_э)$ при $u_{к.б} = \text{const}$ или $i_к = f(u_{э.б})$ при $u_{к.б} = \text{const}$ изображены на рис. 14-20. Первые показывают линейную зависимость между токами $i_к$ и $i_э$. Следует отметить, что линейность в данном случае значительно лучше, нежели в зависимости $i_к$ от $i_б$. Для разных $u_{к.б}$ эти характеристики располагаются очень близко друг от друга, что подчеркивает малое влияние $u_{к.б}$ на ток коллектора. В справочниках обычно приводят лишь одну переходную характеристику для среднего значения $u_{к.б}$. При $i_э = 0$ характеристики должны показывать ток $i_{к0}$, как это изображено на рис. 14-20, *а*, но обычно ток этот настолько мал, что кривые показывают идущими из начала координат. Характеристики рис. 14-20, *б* в от-

личие от предыдущих показывают нелинейную зависимость тока $i_к$ от входного напряжения. Эти характеристики используются редко. Практически не применяются для расчетов и характеристики обратной связи $u_{э.б} = f(u_{к.б})$ при $i_э = \text{const}$, приводимые в справочниках. Поэтому на них мы не останавливаемся.

Линейная зависимость между токами $i_к$ и $i_э$, наглядно изображенная характеристиками, может быть выражена также в виде уравнения. Пусть $u_{к.б} = \text{const}$ и при изменении тока эмиттера от нуля до некоторого значения $i_э$, т. е. при $\Delta i_э = i_э$, ток коллектора изменяется от $i_{к0}$ до значения $i_к$, соответствующего току $i_э$, т. е. $\Delta i_к = i_к - i_{к0}$. Поскольку $\alpha = \frac{\Delta i_к}{\Delta i_э}$ при $u_{к.б} = \text{const}$, то можно написать:

$$\alpha = \frac{i_к - i_{к0}}{i_э}, \qquad (14\text{-}31)$$

откуда следует:

$$i_к = i_{к0} + \alpha i_э. \qquad (14\text{-}32)$$

При $\alpha = \text{const}$ полученное выражение является уравнением прямой линии.

Формула (14-32) позволяет получить зависимость между сквозным током $i_{к.э0}$ и обратным током коллекторного перехода $i_{к0}$. Если

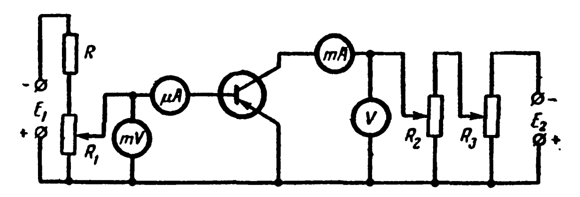


Рис. 14-21. Схема для снятия характеристик транзистора.

цепь базы разомкнута (см. рис. 14-13, *б*), то $i_э = i_к = i_{к.э0}$. Заменив для этого случая в формуле (14-32) $i_э$ и $i_к$ на $i_{к.э0}$, получим:

$$i_{к.э0} = i_{к0} + \alpha i_{к.э0}.$$

Решим это уравнение относительно $i_{к.э0}$:

$$i_{к.э0} = \frac{i_{к0}}{1 - \alpha}. \qquad (14\text{-}33)$$

А так как $\frac{1}{1-\alpha} \approx \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$, то окончательно

$$i_{к.э0} \approx \beta i_{к0}. \qquad (14\text{-}34)$$

Таким образом $i_{к.э0}$ в десятки раз больше, чем $i_{к0}$. Физически это уже было объяснено ранее тем, что ток $i_{к.э0}$ получается при некотором прямом напряжении на эмиттерном переходе, представляющем собой часть напряжения $u_{к.э}$. А ток $i_{к0}$ является обычным обратным током коллекторного перехода.

Для снятия характеристик транзистора применяются такие же схемы как и для снятия характеристик электронных ламп. Одна из возможных схем для включения транзистора типа *p-n-p* с общим эмиттером показана на рис. 14-21. В ней напряжение $u_{к.э}$ регулируется

с помощью двух потенциометров R_2 и R_3, включенных каскадно. При таком включении напряжение, снимаемое с потенциометра R_3, подается на потенциометр R_2, а с последнего напряжение снимается на транзистор. Это позволяет получать весьма малое напряжение и более плавно изменять напряжение $u_{к.э}$. В этом случае нулевое напряжение надо устанавливать потенциометром R_2. Источником E_2 может быть батарея на 20—30 *в* или выпрямитель. Измерение малых $u_{к.э}$ надо делать с учетом падения напряжения на миллиамперметре коллекторного тока.

Ток базы $i_б$ измеряется микроамперметром, а для измерения напряжения $u_{б.э}$ применяется милливольтметр. Измерение напряжения на входе транзистора представляет некоторые трудности, так как даже высокоомные вольтметры потребляют ток, соизмеримый с током базы. В данной схеме для определения истинного значения $u_{б.э}$ надо из показания милливольтметра вычесть падение напряжения на микроамперметре, которое легко найти умножением тока $i_б$ на сопротивление микроамперметра. Потенциометр R_1 берется с небольшим сопротивлением (десятки ом). В качестве источника E_1 удобно взять один сухой элемент. Резистор R служит для того, чтобы напряжение на R_1 составляло лишь несколько десятых долей вольта. Можно также во входную цепь включить два потенциометра так, как это показано для цепи коллектора.

Схема, аналогичная рассмотренной, применяется также для снятия характеристик при включении транзистора по схеме ОБ. Вместо микроамперметра тока базы в ней должен быть миллиамперметр для измерения тока эмиттера.

14-7. СТАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Для транзисторов предложено несколько различных систем статических параметров и эквивалентных схем, каждая из которых имеет свои преимущества и недостатки. Все параметры можно разделить на с о б с т в е н н ы е или п е р в и ч н ы е и в т о р и ч н ы е. Собственные параметры характеризуют электрические свойства самого транзистора независимо от схемы его включения, а вторичные параметры для разных схем включения имеют различные значения.

В качестве собственных параметров, помимо знакомого уже нам статического коэффициента усиления по току α, принимают некоторые сопротивления, соответствующие эквивалентной схеме транзистора для переменного тока (рис. 14-22, *а*). Эта схема, называемая Т-образной, показана для включения с общей базой. Она отображает электрическую схему транзистора и учитывает его усилительные свойства. Как в этой, так и в других эквивалентных схемах следует подразумевать, что на вход включается источник усиливаемых колебаний, создающий входное напряжение с амплитудой U_{m1}, а на выход включен резистор нагрузки $R_н$. Здесь и в дальнейшем для переменных токов и напряжений будут, как правило, указаны их амплитудные значения. Во многих случаях они могут быть заменены действующими, а иногда и мгновенными значениями.

Основными первичными параметрами являются сопротивления $r_э$, $r_к$ и $r_б$, т. е. с о п р о т и в л е н и я э м и т т е р а, к о л л е к т о р а и б а з ы для переменного тока. Сопротивление $r_э$ представляет собой сопротивление эмиттерного перехода, к которому добавляется срав-

нительно небольшое сопротивление объема эмиттерной области. Подобно этому $r_к$ является сопротивлением коллекторного перехода. В величину $r_к$ входит также еще и сопротивление объема коллекторной области, но оно очень мало по сравнению с сопротивлением перехода. А сопротивление $r_б$ есть поперечное сопротивление базы.

Рассматриваемая эквивалентная схема напоминает схему на рис. 14-4. Однако не следует их смешивать. Схема на рис. 14-4 непригодна для переменных токов прежде всего потому, что в ней даны сопротивления $r_{э0}$, $r_{к0}$ и $r_{б0}$ для постоянного тока, а сопротивления $r_э$, $r_к$ и $r_б$ вследствие нелинейных свойств транзистора имеют иные значения. Кроме того, схема на рис. 14-4 не отражает наличия в цепи коллектора усиленного переменного напряжения. Если ко входу схемы, изображенной на рис. 14-4, включить источник колебаний, то на выходе переменное напряжение получится не усиленным, а пониженным за счет потерь в сопротивлениях $r_{б0}$ и $r_{к0}$.

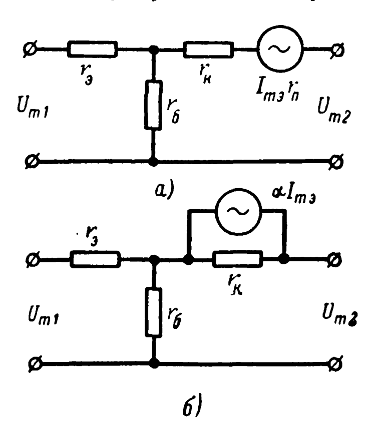


Рис. 14-22. Эквивалентные Т-образные схемы транзистора: *а* — с генератором э. д. с.; *б* — с генератором тока.

А в схеме на рис. 14-22, *а* усиленное переменное напряжение на выходе получается от некоторого эквивалентного генератора, включенного в цепь коллектора; э. д. с. этого генератора пропорциональна переменному току эмиттера $I_{mэ}$. Коэффициент пропорциональности между этими величинами имеет размерность сопротивления и обозначен через $r_п$. Его можно назвать **переходным сопротивлением**. Иногда его называют сопротивлением генератора и обозначают $r_г$. Но не следует считать $r_п$ внутренним сопротивлением эквивалентного генератора.

Полезно вспомнить, что электронная лампа для переменного анодного тока является генератором, э. д. с. которого определяется произведением переменного сеточного напряжения на коэффициент усиления лампы μ. Так как переменная э. д. с. в анодной цепи пропорциональна переменному напряжению сетки, то коэффициент пропорциональности μ является безразмерной величиной. Если же определить переменный анодный ток через переменное напряжение сетки, то коэффициентом пропорциональности служит крутизна S, которая имеет размерность проводимости, но не является проводимостью какого-то участка цепи. Для транзистора подобную роль выполняет переходное сопротивление $r_п$. При этом в схеме на рис. 14-22, *а* у эквивалентного генератора, имеющего э. д .с. $r_п I_{mэ}$, внутреннее сопротивление равно нулю.

Вместо эквивалентного генератора э. д. с. можно ввести в схему эквивалентный генератор тока. Тогда получается эквивалентная схема, изображенная на рис. 14-22, *б*. В ней генератор тока создает ток, приближенно равный $\alpha I_{mэ}$.

Порядок величин первичных параметров примерно следующий. Сопротивление $r_э$ составляет десятки ом, сопротивление базы $r_б$ —

сотни ом, а сопротивления $r_к$ и $r_п$ составляют сотни килоом и даже единицы мегом. Рассмотренная эквивалентная схема транзистора пригодна только для низких частот. На высоких частотах необходимо учитывать еще емкости эмиттерного и коллекторного переходов, что приводит к усложнению эквивалентной схемы. В данном параграфе будут рассмотрены только низкочастотные эквивалентные схемы и параметры. Работе транзисторов на более высоких частотах посвящен § 14-10.

Все системы вторичных параметров основаны на том, что транзистор рассматривается как четырехполюсник, т. е. прибор, имеющий два входных и два выходных зажима. Вторичные параметры связывают друг с другом входные и выходные переменные токи и напряжения.

В настоящее время применяются главным образом с м е ш а н н ы е (или гибридные) параметры, обозначаемые буквой h или H. Название «смешанные» дано потому, что среди них имеются две безразмерные величины, одно сопротивление и одна проводимость. Именно h-параметры приводятся сейчас во всех справочниках. Параметры системы h наиболее удобно измерять экспериментально. Это весьма важно, так как публикуемые в справочниках параметры являются средними величинами, полученными в результате измерений параметров большого количества транзисторов данного типа. Два из h-параметров определяются при коротком замыкании для переменного тока на выходе, т. е. при отсутствии нагрузочного резистора в выходной цепи. В этом случае на выход транзистора подается только постоянное напряжение (u_2 = const) от источника E_2. Остальные два параметра определяются при разомкнутой для переменного тока входной цепи, т. е. в случае, когда во входной цепи имеется только постоянный ток (i_1 = const), создаваемый источником питания. Условия u_2 = const и i_1 = const нетрудно осуществить на практике при измерении h-параметров.

В систему h-параметров входят следующие величины.

В х о д н о е с о п р о т и в л е н и е

$$h_{11} = \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} \text{ при } u_2 = \text{const} \tag{14-35}$$

представляет собой сопротивление транзистора между входными зажимами для переменного входного тока при коротком замыкании на выходе, т. е. при отсутствии выходного переменного напряжения. При таком условии изменение входного тока Δi_1 является результатом только изменения входного напряжения Δu_1. А если бы на выходе было переменное напряжение, то оно за счет обратной связи, существующей в транзисторе, влияло бы на входной ток. В результате входное сопротивление получалось бы различным в зависимости от величины переменного напряжения на выходе, которое в свою очередь зависит от величины сопротивления резистора нагрузки $R_н$. Но параметр h_{11} должен характеризовать лишь сам транзистор (независимо от $R_н$) и поэтому он определяется при u_2 = const, т. е. при $R_н = 0$.

К о э ф ф и ц и е н т о б р а т н о й с в я з и п о н а п р я ж е н и ю

$$h_{12} = \frac{\Delta u_1}{\Delta u_2} \text{ при } i_1 = \text{const} \tag{14-36}$$

показывает, какая доля выходного переменного напряжения передается на вход транзистора вследствие наличия внутренней обратной

связи. Условие i_1 = const в данном случае подчеркивает, что во входной цепи нет переменного тока, т. е. что эта цепь разомкнута для переменного тока, и, следовательно, изменение напряжения на входе Δu_1 есть результат изменения только выходного напряжения Δu_2.

Как уже указывалось ранее, в транзисторе всегда есть внутренняя обратная связь за счет того, что все электроды транзистора имеют электрическое соединение между собой. В вакуумном триоде при работе без сеточного тока обратная связь осуществляется только через междуэлектродные емкости, например через емкость $C_{а.с}$ в случае схемы с общим катодом. Такая обратная связь начинает проявляться только на более высоких частотах, когда сопротивление этой емкости значительно уменьшается. А в транзисторе обратная связь существует и на любой низкой частоте, даже при $f = 0$, т. е. на постоянном токе.

Коэффициент усиления по току

$$h_{21} = \frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} \text{ при } u_2 = \text{const} \tag{14-37}$$

показывает величину усиления переменного тока транзистором в режиме работы без нагрузки. Условие u_2 = const, т. е. $R_н = 0$, и здесь применяется для того, чтобы изменение выходного тока Δi_2 зависело только от изменения входного тока Δi_1. Именно при выполнении такого условия параметр h_{21} будет действительно характеризовать усиление тока самим транзистором. Если бы выходное напряжение менялось, то оно влияло бы на выходной ток и по изменению этого тока уже нельзя было бы правильно оценить усиление.

Выходная проводимость

$$h_{22} = \frac{\Delta i_2}{\Delta u_2} \text{ при } i_1 = \text{const} \tag{14-38}$$

представляет собой внутреннюю проводимость транзистора для переменного тока между его выходными зажимами. Для того чтобы h_{22} действительно являлось внутренней проводимостью транзистора для выходного переменного тока, ток i_2 должен изменяться только под влиянием изменения выходного напряжения u_2. Если при этом ток i_1 будет непостоянным, то его изменения вызовут изменения тока i_2, и определение h_{22} станет неправильным.

Величина h_{22} измеряется в сименсах (*сим*), которые раньше называли обычно мо. Так как проводимость в практических расчетах применяется значительно реже, нежели сопротивление, то в дальнейшем мы часто будем пользоваться вместо h_{22} величиной выходного сопротивления $1/h_{22}$, выраженного в омах или килоомах.

Определение параметров можно сделать не только через приращения токов и напряжений, но и через амплитудные значения переменных составляющих токов и напряжений:

$$h_{11} = \frac{U_{m1}}{I_{m1}} \text{ при } U_{m2} = 0; \tag{14-39}$$

$$h_{12} = \frac{U_{m1}}{U_{m2}} \text{ при } I_{m1} = 0; \tag{14-40}$$

$$h_{21} = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} \text{ при } U_{m2} = 0; \tag{14-41}$$

$$h_{22} = \frac{I_{m2}}{U_{m2}} \text{ при } I_{m1} = 0. \tag{14-42}$$

При измерении параметров на переменном токе вместо амплитудных значений могут быть взяты действующие значения, показываемые измерительными приборами.

Зависимость между переменными токами и напряжениями в транзисторе при использовании h-параметров можно выразить следующими уравнениями:

$$U_{m1} = h_{11}I_{m1} + h_{12}U_{m2}; \quad (14\text{-}43)$$

$$I_{m2} = h_{21}I_{m1} + h_{22}U_{m2}. \quad (14\text{-}44)$$

Этим уравнениям соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 14-23. В ней генератор э. д. с. $h_{12}U_{m2}$ показывает наличие напряжения обратной связи во входной цепи. Сам генератор надо считать идеальным, т. е. не имеющим внутреннего сопротивления. Генератор тока $h_{21}Im_1$ в выходной цепи учитывает эффект усиления тока, а h_{22} является внутренней проводимостью этого генератора. Хотя на схеме рис. 14-23 входная и выходная цепи кажутся не связанными друг с другом, на самом деле эквивалентные генераторы, входящие в схему, учитывают взаимосвязь этих цепей.

Рис. 14-23. Эквивалентная схема транзистора для h-параметров.

В зависимости от того, к какой схеме относятся параметры, дополнительно к цифровым индексам ставятся: буква э для схемы ОЭ, б — для схемы ОБ и к — для схемы ОК.

Рассмотрим h-параметры для схем ОЭ и ОБ и приведем порядок их величин для транзисторов небольшой мощности.

Для схемы ОЭ $i_1 = i_б$; $i_2 = i_к$; $u_1 = u_{б.э}$; $u_2 = u_{к.э}$ и поэтому параметры определяются по следующим формулам:

входное сопротивление

$$h_{11э} = \frac{\Delta u_{б.э}}{\Delta i_б} \text{ при } u_{к.э} = \text{const} \quad (14\text{-}45)$$

получается от сотен ом до единиц килоом;

коэффициент обратной связи

$$h_{12э} = \frac{\Delta u_{б.э}}{\Delta u_{к.э}} \text{ при } i_б = \text{const} \quad (14\text{-}46)$$

обычно бывает порядка 10^{-4}—10^{-3}, т. е. напряжение, передаваемое с выхода на вход за счет обратной связи, составляет тысячные или десятитысячные доли выходного напряжения;

коэффициент усиления по току есть известный нам параметр β

$$h_{21э} = \beta = \frac{\Delta i_к}{\Delta i_б} \text{ при } u_{к.э} = \text{const}, \quad (14\text{-}47)$$

имеющий величину порядка десятков;

выходная проводимость равна:

$$h_{22э} = \frac{\Delta i_к}{\Delta u_{к.э}} \text{ при } i_б = \text{const} \quad (14\text{-}48)$$

и поэтому выходное сопротивление $1/h_{22э}$ получается от единиц до десятков килоом.

Для схемы ОБ $i_1 = i_э$; $i_2 = i_к$; $u_1 = u_{э.б}$; $u_2 = u_{к.б}$ и формулы h-параметров напишутся так:

входное сопротивление

$$h_{11б} = \frac{\Delta u_{э.б}}{\Delta i_э} \text{ при } u_{к.б} = \text{const} \qquad (14\text{-}49)$$

составляет десятки ом;

коэффициент обратной связи

$$h_{12б} = \frac{\Delta u_{э.б}}{\Delta u_{к.б}} \text{ при } i_э = \text{const} \qquad (14\text{-}50)$$

имеет тот же порядок 10^{-4}—10^{-3}, что и для схемы ОЭ;

коэффициент усиления по току является известным уже нам параметром α

$$h_{21б} = \alpha = \frac{\Delta i_к}{\Delta i_э} \text{ при } u_{к.б} = \text{const} \qquad (14\text{-}51)$$

и обычно бывает порядка 0,95—0,998 *;

выходная проводимость

$$h_{22б} = \frac{\Delta i_к}{\Delta u_{к.б}} \text{ при } i_э = \text{const}. \qquad (14\text{-}52)$$

Выходное сопротивление $1/h_{22б}$ имеет величину от десятков до сотен килоом, т. е. значительно выше, нежели в схеме ОЭ.

Для любой схемы включения h-параметры связаны с собственными параметрами транзистора. Например, для схемы ОБ:

$$h_{11б} \approx r_э + r_б (1 - \alpha); \quad h_{21б} = \alpha; \quad h_{12б} \approx \frac{r_б}{r_к}; \quad h_{22б} \approx \frac{1}{r_к}.$$

Из этих соотношений также можно выяснить порядок величин h-параметров. В таблице 14-2 для схем ОЭ и ОБ указаны величины h-параметров, причем вместо h_{22} дано выходное сопротивление $1/h_{22}$.

Таблица 14-2

Порядок величин h-параметров

Параметр	Схема ОЭ	Схема ОБ
h_{11}	Сотни ом — единицы килоом	Десятки ом
h_{12}	10^{-3} — 10^{-4}	10^{-3} — 10^{-4}
h_{21}	β — десятки	$\alpha = 0{,}95 \div 0{,}998$, т. е. $\alpha \approx 1$
$1/h_{22}$	Единицы и десятки килоом	Десятки и сотни килоом

* В теоретических расчетах токам $i_э$ и $i_к$ приписывают разные знаки, поскольку один из них втекает в транзистор, а другой вытекает из него, и тогда параметр $h_{21б}$ имеет знак минус, т. е. $h_{21б} = -\alpha$.

Нахождение h-параметров по характеристикам для заданной точки делается в соответствии с их определениями по формулам, подобно тому, как это делалось для электронных ламп. Для примера найдем h-параметры транзистора для схемы ОЭ.

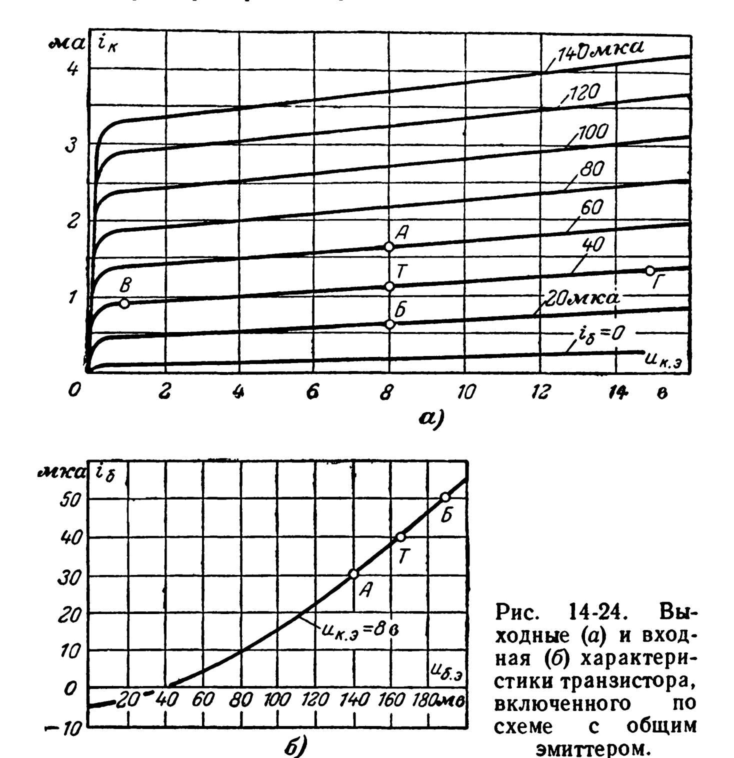


Рис. 14-24. Выходные ($а$) и входная ($б$) характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Из выходных характеристик (рис. 14-24, $а$) можно найти для заданной точки T параметры $h_{21э}$ и $h_{22э}$. Взяв приращения $\Delta i_к$ и $\Delta i_б$ между точками $А$ и $Б$ при постоянном напряжении $u_{к.э}$, найдем:

$$h_{21э} = \beta = \frac{\Delta i_к}{\Delta i_б} = \frac{1\ ма}{40\ мка} = 25.$$

Отношение приращений $\Delta i_к$ и $\Delta u_{к.э}$ между точками $В$ и $Г$ при постоянном токе $i_б$ дает возможность определить:

$$h_{22э} = \frac{\Delta i_к}{\Delta u_{к.э}} = \frac{0{,}4\ ма}{14\ в} = \frac{0{,}4 \cdot 10^{-3} а}{14\ в} = 28{,}6 \cdot 10^{-6}\ сим,$$

что соответствует выходному сопротивлению

$$\frac{1}{h_{22э}} = \frac{1}{28{,}6 \cdot 10^{-6}} \approx 36\,200\ ом \approx 36\ ком.$$

На входной характеристике (рис. 14-24, *б*) указана точка *Т* для того же режима, что и на выходных характеристиках. По приращениям $\Delta u_{б.э}$ и $\Delta i_б$ между точками *А* и *Б* при постоянном напряжении $u_{к.э}$ находим:

$$h_{11э} = \frac{\Delta u_{б.э}}{\Delta i_б} = \frac{50\ мв}{20\ мка} = 2\,500\ ом.$$

Для определения $h_{12э}$ необходимо иметь не менее двух входных характеристик, снятых при разных $u_{к.э}$. Но в справочниках обычно приводится только одна такая характеристика, из которой $h_{12э}$ найти нельзя (входную характеристику для $u_{к.э} = 0$ для определения параметров не следует использовать). Поскольку h_{12} не применяется для простейших практических расчетов, мы не будем заниматься его определением из характеристик.

Кроме системы *h*-параметров, пользуются также системой параметров в виде проводимостей или *y*-параметрами. Для низких частот они являются чисто активными и поэтому их иногда обозначают буквами *g* с соответствующими индексами. Эти параметры определяются при коротком замыкании для переменного тока на входе или на выходе транзистора по следующим формулам.

Входная проводимость

$$y_{11} = \frac{\Delta i_1}{\Delta u_1} \text{ при } u_2 = \text{const}. \tag{14-53}$$

Нетрудно видеть, что y_{11} является величиной, обратной h_{11}:

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}. \tag{14-54}$$

Проводимость обратной связи

$$y_{12} = \frac{\Delta i_1}{\Delta u_2} \text{ при } u_1 = \text{const}. \tag{14-55}$$

Параметр y_{12} показывает, какое изменение тока i_1 получается за счет обратной связи при изменении выходного напряжения u_2 на 1 *в*.

Переходная проводимость

$$y_{21} = \frac{\Delta i_2}{\Delta u_1} \text{ при } u_2 = \text{const}. \tag{14-56}$$

Величина y_{21} характеризует управляющее действие входного напряжения u_1 на выходной ток i_2 и показывает изменение i_2 при изменении u_1 на 1 *в*.

Выходная проводимость

$$y_{22} = \frac{\Delta i_2}{\Delta u_2} \text{ при } u_1 = \text{const}. \tag{14-57}$$

Заметим, что y_{22} и h_{22} являются различными величинами, так как они определяются при разных условиях ($u_1 = \text{const}$ и $i_1 = \text{const}$).

Можно установить аналогию между *y*-параметрами и параметрами вакуумного триода. Если рассматривать *y*-параметры для схемы ОЭ, то величины $i_1 = i_б$; $u_1 = u_{б.э}$; $i_2 = i_к$; $u_2 = u_{к.э}$ соответствуют величинам $i_с$, $u_с$, $i_а$, $u_а$ для вакуумного триода. Следовательно, параметры $y_{11э}$, $y_{22э}$, $y_{21э}$ аналогичны соответственно:

внутренней проводимости участка сетка — катод лампы

$$\frac{1}{R_{ic}} = \frac{\Delta i_c}{\Delta u_c} \text{ при } u_a = \text{const};$$

внутренней проводимости лампы, т. е. величине, обратной внутреннему сопротивлению

$$\frac{1}{R_i} = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_a} \text{ при } u_c = \text{const}$$

и крутизне

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_c} \text{ при } u_a = \text{const}.$$

Таким образом, параметр $y_{21э}$ можно рассматривать как крутизну транзистора. Его так часто и называют. Интересно отметить, что у транзисторов этот параметр имеет величину до сотен миллиампер на вольт, в то время как у лучших ламп S не превышает десятков миллиампер на вольт. Параметр y_{21} связан с h-параметрами простым соотношением

$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}. \tag{14-58}$$

Правильность его предоставляем проверить читателю.

В систему y-параметров часто добавляют еще статический коэффициент усиления по напряжению

$$\mu = -\frac{\Delta u_{к.э}}{\Delta u_{б.э}} \text{ при } i_к = \text{const}, \tag{14-59}$$

аналогичный коэффициенту усиления лампы

$$\mu = -\frac{\Delta u_a}{\Delta u_c} \text{ при } i_a = \text{const}^*.$$

Так же, как и для ламповых параметров, существует формула

$$\mu = SR_i;$$

для транзисторов можно написать аналогичное соотношение

$$\mu = y_{21э}\frac{1}{y_{22э}}. \tag{14-60}$$

Характерно, что величина μ у транзисторов получается до тысяч. Такой высокий μ бывает только у пентодов У триодов это могло бы быть лишь при очень густой сетке, что практически никогда не делается, так как тогда лампа имела бы полностью «правую» характеристику и работала только с большим сеточным током.

При помощи y-параметров токи и напряжения транзистора можно связать друг с другом уравнениями:

$$I_{m1} = y_{11}U_{m1} + y_{12}U_{m2}, \tag{14-61}$$

$$I_{m2} = y_{21}U_{m1} + y_{22}U_{m2}. \tag{14-62}$$

---

* Знак минус в формулах для μ стоит потому, что постоянство тока может быть достигнуто лишь в случае, если изменения напряжений противоположны по знаку. А сам μ считается положительным.

Для системы y-параметров может быть применена эквивалентная схема, изображенная на рис. 14-25 и соответствующая уравнениям (14-61) и (14-62). В этой схеме генератор тока $y_{21}U_{m1}$ учитывает усиление, создаваемое транзистором, а генератор тока $y_{12}U_{m2}$ показывает наличие в транзисторе внутренней обратной связи. Иногда транзистор представляют в виде эквивалентной П-образной схемы с проводимостями (рис. 14-26), которые связаны с y-параметрами следующими соотношениями:

$$y_1 = y_{11} + y_{12}; \quad y_2 = y_{22} + y_{12}; \quad y_0 = -y_{12}; \quad y = y_{21} - y_{12}. \tag{14-63}$$

Генератор тока yU_{m1} в данной схеме учитывает получение усиленного тока в выходной цепи.

Достоинством y-параметров является их сходство с параметрами электронных ламп. Недостаток их заключается в том, что на низких частотах практически трудно обеспечить для измерения y_{12} и y_{22} режим короткого замыкания для переменного тока на входе, так как входное сопротивление самого транзистора мало.

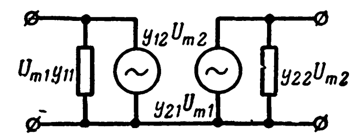


Рис. 14-25. Эквивалентная схема транзистора для y-параметров.

Рис. 14-26. Эквивалентная П-образная схема транзистора.

В начале создания теории работы транзисторов, когда применялись, главным образом, точечные транзисторы, были предложены вторичные параметры в виде четырех сопротивлений — z-параметры. На низких частотах их можно считать чисто активными и обозначить буквами r с соответствующими индексами. Этими параметрами являются следующие величины.

Входное сопротивление

$$r_{11} = \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} \text{ при } i_2 = \text{const} \tag{14-64}$$

представляет собой сопротивление транзистора для входного переменного тока при отсутствии изменений выходного тока, т. е. при разомкнутом выходе. Сопротивление r_{11} имеет величину не более нескольких сотен ом *.

Выходное сопротивление

$$r_{22} = \frac{\Delta u_2}{\Delta i_2} \text{ при } i_1 = \text{const} \tag{14-65}$$

является сопротивлением транзистора для переменной составляющей выходного тока при отсутствии изменений входного тока, т. е. при разомкнутом входе. Нетрудно видеть, что $r_{22} = 1/h_{22}$. Выходное сопротивление имеет величину до сотен килоом и даже нескольких мегом.

* Порядок величин z-параметров приводится для схемы ОБ.

П е р е х о д н о е с о п р о т и в л е н и е или с о п р о т и в л е н и е у с и л е н и я

$$r_{21} = \frac{\Delta u_2}{\Delta i_1} \text{ при } i_2 = \text{const} \tag{14-66}$$

имеет величину такого же порядка, как r_{22}, и характеризует получение усиленного переменного напряжения в выходной цепи при изменении входного тока и при разомкнутом выходе.

С о п р о т и в л е н и е о б р а т н о й с в я з и

$$r_{12} = \frac{\Delta u_1}{\Delta i_2} \text{ при } i_1 = \text{const} \tag{14-67}$$

характеризует обратную связь в транзисторе при разомкнутом входе и имеет величину одного порядка с r_{11}.

С помощью z-параметров зависимости между переменными составляющими токов и напряжений в цепях транзистора выражаются следующими уравнениями:

$$U_{m1} = z_{11} I_{m1} + z_{12} I_{m2}; \tag{14-68}$$

$$U_{m2} = z_{21} I_{m1} + z_{22} I_{m2}. \tag{14-69}$$

В соответствии с этими уравнениями транзистор можно заменить для переменных токов эквивалентной схемой, показанной на рис. 14-27. Входная цепь содержит эквивалентный генератор с э. д. с. $r_{12} I_{m2}$. Он заменяет собой действие внутренней обратной связи. В выходной цепи имеется эквивалентный генератор с э. д. с. $r_{21} I_{m1}$, который учитывает получение усиленного напряжения. Не следует считать z_{12} и z_{21} внутренними сопротивлениями генераторов. Эти параметры просто выполняют роль коэффициентов пропорциональности между соответствующими токами и напряжениями. А внутренние сопротивления генераторов равны нулю.

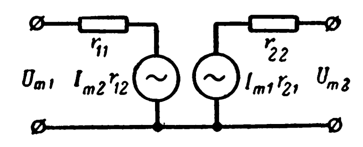


Рис. 14-27. Эквивалентная схема транзистора для z-параметров.

Нетрудно установить зависимости между z-параметрами и первичными параметрами транзистора. Эти зависимости получаются различными для разных схем включения. Найдем их, к примеру, для схемы ОБ. В этом случае должны давать одинаковые результаты эквивалентные схемы на рис. 14-27 и 14-22, *а*. Сопоставляя их и учитывая, как определяются z-параметры, можно написать следующие равенства.

Входное сопротивление r_{11} определяется при $I_{m2} = 0$, т. е. при разомкнутой для переменного тока выходной цепи. Следовательно, из схемы на рис. 14-22, *а* получаем: $r_{11} = r_э + r_б$. Выходное сопротивление r_{22} аналогично определяется при $I_{m1} = 0$, т. е. при разомкнутой для переменного тока входной цепи. Поэтому $r_{22} = r_к + r_б$. Переходное сопротивление r_{21} определяется при $I_{m2} = 0$. Из Т-образной схемы по рис. 14-22, *а* для этого случая

$$U_{m2} = I_{m1} r_п + I_{m1} r_б,$$

так как при $I_{m2} = 0$ нет падения напряжения на $r_к$, а весь ток I_{m1} проходит через $r_б$. Отсюда следует, что $U_{m2} = I_{m1}(r_п + r_б)$ или,

принимая во внимание, что $U_{m2}/I_{m1} = r_{21}$, найдем: $r_{21} = r_п + r_б$. Подобно этому найдем, что сопротивление r_{12}, определяемое при $I_{m1} = 0$, т. е. при разомкнутой входной цепи, равно: $r_{12} = r_б$. Из найденных выражений легко получить формулы для определения первичных параметров через z-параметры:

$$r_э = r_{11} - r_{12};\quad r_к = r_{22} - r_{12};\quad r_б = r_{12};\quad r_п = r_{21} - r_{12}. \qquad (14\text{-}70)$$

Поскольку $r_к$ и $r_п$ много больше, чем $r_э$ и $r_б$, то приближенно: $r_{22} \approx r_к$ и $r_{21} \approx r_п$.

Вследствие того, что выходное сопротивление r_{22} очень велико, практически трудно осуществить размыкание выходной цепи для переменного тока, необходимое для измерения r_{22} и r_{21}. В настоящее время система z-параметров применяется редко.

14-8. РАСЧЕТ РАБОЧЕГО РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРОВ

Рабочий режим, т. е. режим усиления транзисторов, был уже рассмотрен в § 14-3—14-5. В усилительных каскадах транзисторы работают с нагрузочным резистором $R_н$ в выходной цепи. Обычно сопротивление нагрузки во много раз меньше выходного сопротивления $R_{вых}$ самого транзистора. В частности, это условие выполняется, если резистор нагрузки данного каскада шунтирован малым входным сопротивлением следующего каскада. Во всех случаях, когда $R_н \ll R_{вых}$, для упрощения расчетов можно приближенно считать, что транзистор работает в режиме без нагрузки.

В зависимости от того, в каком режиме работает источник колебаний *ИК* во входной цепи, усиление будет происходить с бóльшими или меньшими нелинейными искажениями. Рассмотрим два наиболее характерных случая. Пусть источник колебаний создает синусоидальную э. д. с. $e_{вх} = E_{m\,вх} \sin \omega t$ и имеет внутреннее сопротивление $R_{ИК}$. Будем считать это сопротивление и сопротивление резистора нагрузки $R_н$ линейными. Входное сопротивление транзистора $R_{вх}$, как известно, является нелинейным, поскольку нелинейна входная характеристика $i_{вх} = f(u_{вх})$, отражающая нелинейные свойства самого транзистора.

Так как $R_{вх}$ у транзистора малое, наиболее часто бывает, что $R_{вх} \ll R_{ИК}$, и тогда источник колебаний работает как генератор тока, т. е. в режиме, близком к короткому замыканию. Входной переменный ток в этом случае приближенно равен $i_{вх} \approx e_{вх}/R_{ИК}$ и является синусоидальным, поскольку э. д. с. $e_{вх}$ синусоидальна, а сопротивление $R_{ИК}$ линейно. Переменный ток на выходе приблизительно пропорционален входному току и поэтому также синусоидален. Очевидно, что и выходное напряжение $u_{вых} = i_{вых}R_н$ будет синусоидальным. Таким образом, в данном случае усиление происходит с малыми нелинейными искажениями. При этом, хотя входное напряжение $u_{вх} = i_{вх}R_{вх}$ оказывается искаженным (несинусоидальным), так как $R_{вх}$ нелинейно, тем не менее на выходе получаются почти неискаженные усиленные колебания. Конечно, небольшие нелинейные искажения все же наблюдаются, главным образом из-за того, что зависимость $i_{вых}$ от $i_{вх}$ не является строго линейной.

Значительно реже бывает, что $R_{вх} \gg R_{ИК}$, так как источники колебаний с очень малым внутренним сопротивлением встречаются не так часто. В этом случае $i_{вх} \approx e_{вх}/R_{вх}$ является несинусоидаль-

ным, поскольку $R_{вх}$ нелинейно. Но тогда и выходной ток, пропорциональный входному току, будет несинусоидальным, а следовательно, и выходное напряжение получится искаженным, несмотря на то, что входное напряжение в данном режиме приблизительно равно э. д. с. $e_{вх}$ и поэтому имеет синусоидальную форму.

Простейший расчет рабочего режима является приближенным. Но более сложный расчет с помощью громоздких формул не имеет большой ценности, так как параметры транзисторов пока еще имеют большой разброс.

Если $R_н \ll R_{вых}$, то коэффициент усиления по току k_i приближенно равен h_{21}, т. е. $k_i \approx \alpha$ для схемы ОБ и $k_i \approx \beta$ для схемы ОЭ. Более точно k_i можно определить по формуле

$$k_i = h_{21} \frac{R_{вых}}{R_{вых} + R_н}. \qquad (14\text{-}71)$$

При этом $R_{вых}$ приближенно равно $1/h_{22}$.

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$k_u = \frac{U_{m\,вых}}{U_{m\,вх}} = \frac{I_{m\,вых} R_н}{U_{m\,вх}} = \frac{I_{m\,вых} R_н}{I_{m\,вх} R_{вх}} = k_i \frac{R_н}{R_{вх}}. \qquad (14\text{-}72)$$

Входное сопротивление каскада можно считать равным параметру h_{11} транзистора:

$$R_{вх} \approx h_{11}, \qquad (14\text{-}73)$$

тогда

$$k_u \approx \frac{h_{21}}{h_{11}} R_н. \qquad (14\text{-}74)$$

Но отношение $h_{21}/h_{11} = y_{21}$ и, следовательно, можно написать:

$$k_u \approx y_{21} R_н. \qquad (14\text{-}75)$$

Для схемы ОЭ параметр y_{21} является крутизной и аналогичен крутизне лампы S. Поэтому формула аналогична приближенной формуле для коэффициента усиления каскада с пентодом $k = SR_а$, справедливой при условии, что $R_а \ll R_i$, которое обычно всегда выполняется для пентодов.

Зная коэффициенты усиления k_i и k_u, при заданном входном токе или напряжении можно рассчитать ток и напряжение на выходе, а также входную и выходную мощности и коэффициент усиления по мощности. Например, если задан входной ток $I_{m\,вх}$, то

$$U_{m\,вх} = I_{m\,вх} R_{вх} \approx I_{m\,[illegible]} h_{11}; \quad P_{вх} = 0{,}5 I_{m\,вх} U_{m\,вх},$$

$$I_{m\,вых} = k_i I_{m\,вх} \text{[illegible]} {}_{вх}; \quad U_{m\,вых} = I_{m\,вых} R_н$$

$$\text{или } U_{m\,вых} = k_u U_{m\,вх}; \quad P_{вых} = [illegible] I_{m\,вых} U_{m\,вых}; \quad k_p = k_i k_u$$

$$\text{или } k_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}.$$

Рассмотренный простейший расчет режима усиления с помощью параметров транзистора приходится делать в случае малых амплитуд колебаний, когда графо-аналитический расчет невозможен.

Следует отметить, что иногда коэффициентом усиления по напряжению транзисторного каскада считают отношение выходного напряжения к э. д. с. источника усиливаемых колебаний. Это имеет определенный смысл, так как из-за малого входного сопротивления транзистора $U_{m\,вх}$ обычно значительно меньше $E_{m\,вх}$. Соответственно этому

изменяется и определение коэффициента усиления каскада по мощности. Величины k_u и k_p, рассчитанные таким образом, будут зависеть от соотношения между входным сопротивлением транзистора и сопротивлением источника колебаний $R_{ИК}$.

Рассмотрим теперь графо-аналитический расчет рабочего режима транзистора. Этот метод расчета является более точным, так как он учитывает нелинейные свойства транзистора. Кроме того, графо-аналитический метод позволяет сделать более полный расчет: в нем определяются величины, связанные не только с переменными, но и с постоянными составляющими токов и напряжений.

Для графо-аналитического расчета пользуются рабочими характеристиками. Поскольку транзистор всегда работает с входным током, необходимо пользоваться двумя рабочими характеристиками: выходной и входной. Рассмотрим в качестве примера эти характеристики для каскада с общим эмиттером, имеющего сопротивление $R_н$ одной и той же величины для постоянного и переменного токов.

В семействе выходных характеристик, показанных на рис. 14-28,*а*, построение рабочей характеристики (линии нагрузки) производится по заданным или выбранным величинам напряжения источника питания выходной цепи E_2 и сопротивления нагрузки $R_н$ подобно тому, как это делается для электронной лампы. По оси напряжения откладываем E_2 (точка M), а по оси тока — величину $E_2/R_н$ (точка N). Соединяя эти точки прямой линией, получаем рабочую характеристику. Затем на ней выбирается рабочий участок, например для получения наибольшей выходной мощности следует взять рабочий участок $АБ$. Проекции рабочего участка на оси координат определяют двойные величины амплитуд первых гармоник переменных составляющих выходного тока и выходного напряжения $2I_{m\,к}$ и $2U_{m\,к.э}$. После этого можно найти выходную мощность

$$P_{вых} = 0{,}5 I_{m\,к} U_{m\,к.э}. \qquad (14\text{-}76)$$

Пусть сопротивление источника колебаний $R_{ИК}$ во много раз больше входного сопротивления $R_{вх}$ транзистора. Тогда нелинейность сопротивления $R_{вх}$ практически можно не учитывать, так как свойства входной цепи определяются сопротивлением $R_{ИК}$. Если оно является линейным, то при синусоидальной э. д. с. источника колебаний ток $i_{вх}$ также будет синусоидальным. В этом случае рабочая точка $Т$ соответствует току $I_{б0}$, имеющему среднее значение по отношению к токам базы в точках $А$ и $Б$. Рабочая точка $Т$ определяет амплитуду первой гармоники входного тока $I_{m\,б}$ как половину разности токов базы, соответствующих точкам $А$ и $Б$, а также значения тока $I_{к0}$ и напряжения $U_{к.э0}$ в режиме покоя. По этим величинам можно найти мощность P_0, рассеиваемую в транзисторе в режиме покоя, которая не должна превышать максимальную допустимую величину этой мощности $P_{макс}$, являющуюся одним из параметров транзистора,

$$P_0 = I_{к0} U_{к.э0} \leqslant P_{макс}. \qquad (14\text{-}77)$$

Если имеется семейство входных характеристик транзистора, то можно построить входную рабочую характеристику путем перенесения по точкам в это семейство выходной рабочей характеристики. Однако в справочниках обычно не приводится семейство входных характеристик, а даются лишь характеристики для $u_{к.э} = 0$ и для некоторого $u_{к.э} > 0$ или даже только одна последняя кривая. Поскольку входные характеристики для различных $u_{к.э}$, превышаю-

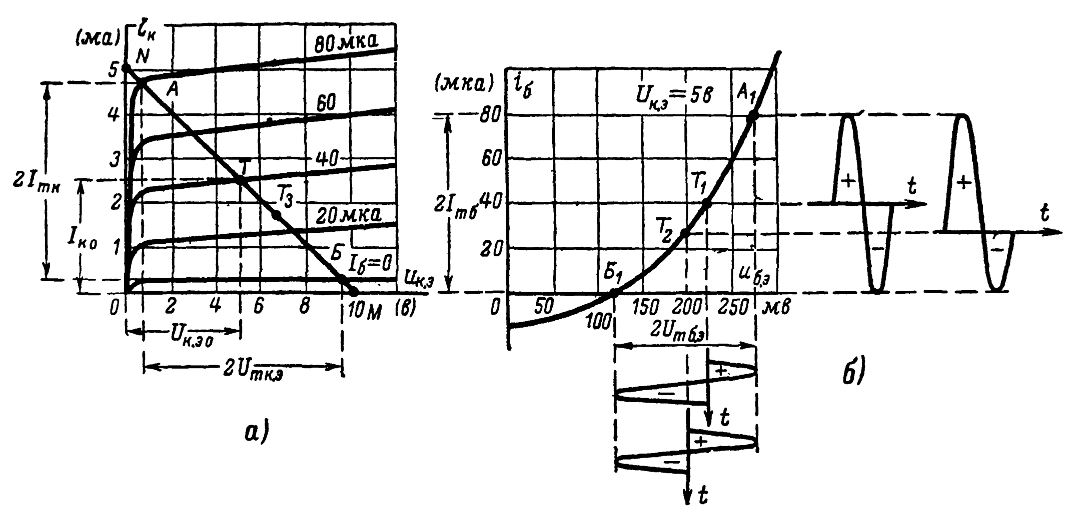


Рис. 14-28. Графо-аналитический расчет режима усиления транзистора с помощью выходных и входной характеристик.

щих 0,5—1 *в*, располагаются очень близко друг к другу, то и рабочая характеристика мало отличается от них. Поэтому расчет входных токов и напряжений можно приближенно делать по входной характеристике для $u_{к.э} > 0$, взятой из справочника. На эту кривую переносятся точки $А$, $Т$ и $Б$ выходной рабочей характеристики и получаются точки $А_1$, $Т_1$ и $Б_1$ (рис. 14-28, *б*). Проекция рабочего участка $А_1Б_1$ на ось напряжения выражает двойную амплитуду входного напряжения $2U_{m\,б.э}$. Зная величины $I_{m\,б}$ и $U_{m\,б.э}$, можно рассчитать входное сопротивление $R_{вх}$ и входную мощность каскада $P_{вх}$ по формулам:

$$R_{вх} = \frac{U_{m\,б.э}}{I_{m\,б}} \qquad (14\text{-}78)$$

и

$$P_{вх} = 0{,}5U_{m\,б.э}I_{m\,б}. \qquad (14\text{-}79)$$

Рабочая точка $Т_1$ определяет также величину постоянного напряжения базы $U_{б.э0}$. Зная $U_{б.э0}$ и считая приближенно, что постоянная составляющая тока базы в режиме усиления равна $I_{б0}$, нетрудно рассчитать напряжение E_1 источника питания цепи базы. А если эта цепь питается от источника E_2, то можно рассчитать сопротивление резистора $R_б$, через который будет подаваться постоянное напряжение на базу.

Коэффициенты усиления каскада по току, напряжению и мощности определяются по обычным формулам:

$$k_i = \frac{I_{m\,к}}{I_{m\,б}}; \quad k_u = \frac{U_{m\,к.э}}{U_{m\,б.э}}; \quad k_p = k_ik_u. \qquad (14\text{-}80)$$

Приближенно можно считать, что постоянная составляющая тока коллектора в режиме усиления равна току покоя $I_{к0}$. Тогда мощность P, затрачиваемая источником E_2, определится по формуле

$$P = E_2I_{к0}, \qquad (14\text{-}81)$$

а к. п. д. каскада (точнее, к. п. д. выходной цепи) будет равен:

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P}. \qquad (14\text{-}82)$$

На рис. 14-28, *б* показано, что при рабочей точке $Т_1$ входной ток не искажен; обе его полуволны имеют одинаковые амплитуды. Входное напряжение при этом сильно искажено. У него положительная полуволна по амплитуде значительно меньше, чем отрицательная. Тем не менее выходной ток и выходное напряжение получаются малоискаженными. Такой результат, как уже было показано ранее, характерен для режима, в котором источник колебаний работает как генератор тока (при $R_{ИК} \gg R_{вх}$) и задает на вход транзистора синусоидальный ток. Если же источник колебаний работает как генератор напряжения (при $R_{ИК} \ll R_{вх}$) и задает на вход синусоидальное напряжение, то рабочая точка будет находиться в положении $Т_2$ и входной ток оказывается сильно искаженным. Соответственно будут сильно искажены выходной ток и выходное напряжение, так как на выходных характеристиках рабочая точка будет находиться в положении $Т_3$ и она разделит рабочий участок $АБ$ на две резко неравные части.

Когда амплитуды положительной и отрицательной полуволн тока коллектора неодинаковы (обозначим их соответственно $I'_{m\,к}$

и $I''_{m\,к}$), то можно найти амплитуду второй гармоники этого тока $I_{m\,к2}$ и приращение его постоянной составляющей $\Delta I_{к0}$ по формуле

$$I_{m\,к2} = \Delta I_{к0} = \frac{I'_{mк} - I''_{mк}}{4}. \qquad (14\text{-}83)$$

Тогда постоянная составляющая (среднее значение) тока коллектора в режиме усиления равна:

$$I_{к.\,ср} = I_{к0} + \Delta I_{к0}. \qquad (14\text{-}84)$$

Для схемы ОЭ обычно $I'_{mк} < I''_{mк}$. Следовательно, $\Delta I_{к0} < 0$ и $I_{к.ср} < I_{к0}$.

Если $R_н$ имеет малую величину для постоянного тока и значительную — для переменного тока (например, в трансформаторном усилителе), то выходная рабочая характеристика строится по точкам T и N. Рабочая точка T должна соответствовать напряжению $u_{к.э}$, равному E_2, так как падением постоянного напряжения на $R_н$ можно пренебречь. А точка N получается, если отложить вверх от значения тока покоя отрезок, равный $E_2/R_н$. В этом случае точка N соответствует примерно току $2E_2/R_н$, а точка M — напряжению порядка $2E_2$. Дальнейшие построения и расчеты делаются так, как это было показано выше.

Пример. Найдем основные величины, характеризующие работу каскада с транзистором, по числовым значениям, приведенным на рис. 14-28. Будем рассматривать случай, когда источник усиливаемых колебаний работает как генератор тока. Выходная рабочая характеристика построена по величинам $E_2 = 10$ *в* и $R_н = 2$ *ком*. При этих данных получается $E_2/R_н = 10 : 2 = 5$ *ма*. Рабочий участок $АБ$ соответствует значениям $2I_{m\,б} = 80$ *мка*, $2I_{m\,к} = 4,5$ *ма* и $2U_{m\,к.э} = 9$ *в*. Отсюда находим $P_{вых} = 0,5\, I_{mк}U_{mк.э} = 0,5 \cdot 2,25 \cdot 4,5 \approx 5$ *мвт*. Рабочая точка T определяет величины $I_{б0} = 40$ *мка*; $I_{к0} = 2,5$ *ма* и $U_{к.э0} = 5$ *в*. Мощность, рассеиваемая в транзисторе, равна $P_0 = I_{к0}U_{к.э0} = 2,5 \cdot 5 = 12,5$ *мвт*. По точкам A_1, $Б_1$ и T_1 входной характеристики находим $2U_{mб.э} = 150$ *мв* и $U_{бэ0} = 225$ *мв*. Теперь можно рассчитать входную мощность

$$P_{вх} = 0,5 I_{m\,б} U_{m\,б.\,э} = 0,5 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 75 = 1,5 \cdot 10^{-3} \textit{ мвт}$$

и входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_{m\,б.\,э}}{I_{m\,б}} = \frac{75 \cdot 10^3}{40} \approx 1\,870 \textit{ ом}.$$

Коэффициенты усиления равны:

$$k_i = \frac{I_{m\,к}}{I_{m\,б}} = \frac{2,25 \cdot 10^3}{40} = 56; \quad k_u = \frac{U_{m\,к.\,э}}{U_{m\,б.\,э}} = \frac{4,5 \cdot 10^3}{75} = 60;$$

$$k_p = k_i k_u = 56 \cdot 60 = 3\,360,$$

или, иначе,

$$k_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{5 \cdot 10^3}{1,5} \approx 3\,330.$$

Мощность, расходуемая источником E_2, составляет $P = E_2 I_{к0} = 10 \cdot 2,5 = 25$ *мвт*, а к. п. д. равен:

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P} = \frac{5}{25} = 0,2 = 20\%.$$

Конечно, в таком маломощном каскаде значение к. п. д. не играет роли, но его вычисление приведено в качестве примера.

Если постоянное напряжение на базу подается от источника E_2 через понижающий резистор $R_б$, то его сопротивление определится по закону Ома:

$$R_б = \frac{E_2 - U_{б.э0}}{I_{б0}} = \frac{10 - 0{,}225}{40 \cdot 10^{-6}} \approx 0{,}25 \cdot 10^6 \; ом = 250 \; ком.$$

Рассмотренные построения рабочих характеристик и расчеты с их помощью могут быть сделаны аналогично также и для схемы ОБ.

При всех расчетах рабочего режима транзисторов следует помнить, что получение большой выходной мощности ограничивается рядом факторов. Нельзя превышать допустимые значения тока кол-

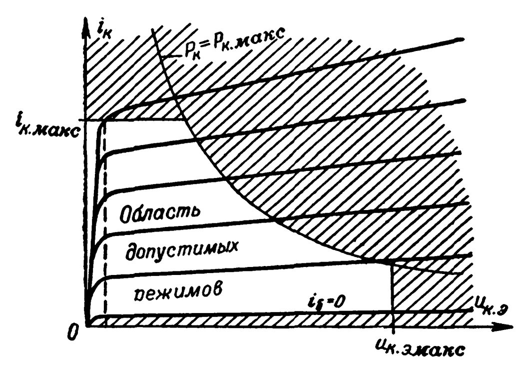


Рис. 14-29. Ограничение на выходных характеристиках транзистора области допустимых режимов его работы.

лектора, напряжения $U_{к.э}$ или $U_{к.б}$ и мощности, рассеиваемой в транзисторе. На рис. 14-29 показана допустимая для работы область семейства выходных характеристик транзистора. Снизу эта область ограничена величиной тока $i_{к.э0}$. Если усиление должно происходить с малыми нелинейными искажениями, то рабочую область следует ограничить также и слева (см. штриховую линию на рис. 14-29), чтобы исключить нелинейные участки характеристик.

14-9. ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА РАБОТУ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзисторы, работающие в аппаратуре, нагреваются от внешних источников тепла, например от расположенных рядом нагретых деталей, и от токов, протекающих через сам транзистор. Как уже указывалось выше, изменение температуры оказывает значительное влияние на работу полупроводниковых приборов. При повышении температуры увеличивается проводимость полупроводников и токи в них возрастают. В § 13-7 было показано, что особенно сильно растет с повышением температуры обратный ток p-n перехода. У транзисторов таким током является начальный ток коллектора. Возраста-

ние этого тока при нагреве транзистора приводит к изменению его характеристик. Это удобно проследить на выходных характеристиках, изображенных для схем ОБ и ОЭ на рис. 14-30.

Для наглядности рассмотрим числовой пример, относящийся к германиевому транзистору, у которого $\beta = 100$ и $I_{к0} = 2$ *мка* при 20° С. Пусть транзистор нагрелся до 70° С, т. е. на 50° С. Так как для германия обратный ток *p-n* перехода возрастает примерно в 2 раза при нагреве на каждые 10° С, то в данном случае ток $i_{к0}$ должен увеличиться в 2^5, т. е. в 32 раза. При $t = 70°$ С он будет составлять 64 *мка*, т. е. возрастет на 62 *мка*. Если считать приближенно, что коэффициент α не зависит от температуры, то из равенства $i_к = i_{к0} + \alpha i_э$ следует, что при $i_э = \text{const}$ ток коллектора возрастет также на 62 *мка*. Поскольку $i_к$ имеет величину не менее единиц миллиампер, то такое увеличение незначительно изменит режим работы транзистора.

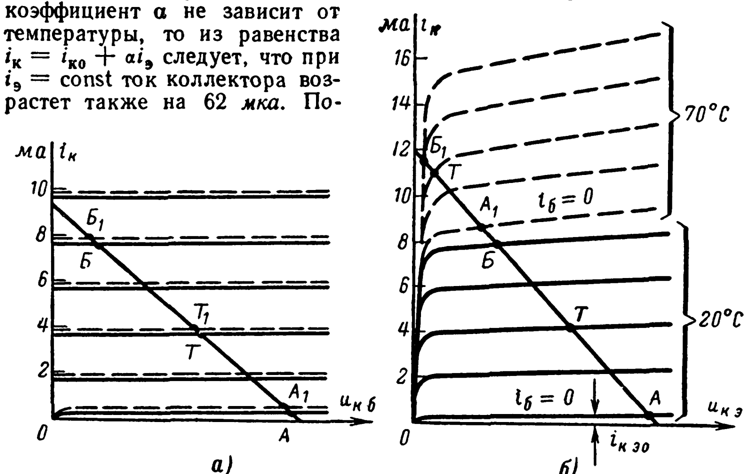


Рис. 14-30. Влияние температуры на выходные характеристики транзистора при включении его по схеме ОБ (*а*) и по схеме ОЭ (*б*).

На рис. 14-30, *а* показаны для включения транзистора по схеме ОБ сплошными линиями характеристики при $t = 20°$ С и штриховыми — при $t = 70°$ С. Как видно, характеристики от нагрева незначительно поднялись. Показанная на том же рисунке рабочая точка *Т* немного переместилась и заняла положение $Т_1$, а новый рабочий участок $А_1Б_1$ мало отличается от участка *АБ*. Следовательно, усиление, даваемое транзистором, почти не изменится. Таким образом, схема ОБ является температуростабильной. Даже при нагреве на десятки градусов режим работы транзистора в данной схеме изменяется мало и в этом заключается ее важное достоинство.

Совсем иное получается при работе транзистора в схеме ОЭ. Начальным током для этой схемы является сквозной ток $i_{к.эо}$, который приблизительно в β раз больше тока $i_{к0}$. В нашем примере при 20° С он равен $i_{к.эо} \approx \beta i_{к0} = 100 \cdot 2 = 200$ *мка*. При нагреве до 70° С этот ток возрастет в 32 раза и будет составлять 6,4 *ма*, т. е. увеличится на 6,2 *ма*. Из равенства $i_к = i_{к.эо} + \beta i_б$ видно, что при $i_б = \text{const}$ и $\beta = \text{const}$ ток коллектора также возрастет настолько, насколько увеличился ток $i_{к.эо}$ (в нашем примере на 6,2 *ма*). Ясно,

что при таком сильном изменении тока выходные характеристики резко изменят свое положение. Это наглядно показывает рис. 14-30, *б*, на котором сплошными линиями изображены характеристики при 20° С, а штриховыми — при 70° С. Рабочая точка и рабочий участок *АБ* при таком нагреве перемещаются в положения T_1 и $A_1Б_1$ и режим усиления совершенно нарушается. В данном случае, который, конечно, является лишь примером, часть рабочего участка A_1T_1 резко уменьшилась, а часть $Б_1T_1$ стала очень малой. Усиление резко уменьшится и работа усилительного каскада будет происходить с большими нелинейными искажениями, так как положительная полуволна входного тока вообще почти не усиливается. Если не осуществить температурной стабилизации, о которой было рассказано в § 14-5, то усиление в схеме ОЭ при нагреве может стать совершенно неудовлетворительным.

Как видно, схема ОЭ обладает низкой температурной стабильностью и весьма сильно изменяет свои свойства при повышении температуры, что является ее существенным недостатком по сравнению со схемой ОБ.

Следует подчеркнуть, что при изменении температуры изменяются не только характеристики, но все параметры транзистора. Изменение параметров также в большей степени происходит в схеме ОЭ, а в схеме ОБ параметры более стабильны. Как уже указывалось выше, температурная стабилизация служит только для сохранения постоянства режима транзистора, но она не может значительно уменьшить изменение его параметров.

14-10. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

С повышением частоты усиление, даваемое транзисторами, снижается. Имеются две главные причины этого явления. Во-первых, на более высоких частотах вредно влияет емкость коллекторного перехода $C_к$. Проще всего рассмотреть это влияние по эквивалентной схеме с генератором тока, показанной для схемы ОБ на рис. 14-31. На низких частотах сопротивление емкости $C_к$ очень большое, $r_к$ также очень велико (обычно $r_к \gg R_н$) и можно считать, что весь ток $\alpha I_{mэ}$ идет в нагрузочный резистор $R_н$. Но на некоторой высокой частоте сопротивление емкости становится сравнительно малым и в нее ответвляется заметная часть тока, создаваемого генератором, а ток в $R_н$ соответственно уменьшается. Следовательно, уменьшаются выходное напряжение и выходная мощность. К подобному же результату можно прийти, если рассмотреть эквивалентную схему с генератором э. д. с.

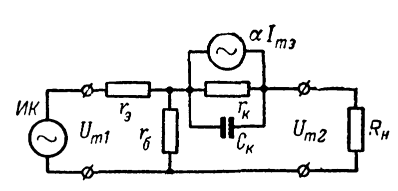


Рис. 14-31. Эквивалентная схема транзистора с учетом емкости коллекторного перехода.

Емкость эмиттерного перехода $C_э$ также уменьшает свое сопротивление с повышением частоты, но она всегда шунтирована малым сопротивлением эмиттерного перехода $r_э$ и поэтому ее вредное влияние может проявляться только на очень высоких частотах, на кото-

рых $1/\omega C_э$ получается одного порядка с $r_э$. Практически на менее высоких частотах емкость $C_к$, которая шунтирована очень большим сопротивлением коллекторного перехода $r_к$, уже настолько сильно влияет, что работа транзистора на более высоких частотах, на которых могла бы влиять емкость $C_э$, становится нецелесообразной. Поэтому влияние $C_э$ можно не рассматривать.

Итак, вследствие влияния емкости $C_к$ на высоких частотах уменьшаются коэффициенты усиления α и β.

Второй причиной снижения усиления на более высоких частотах является отставание по фазе переменного тока коллектора от переменного тока эмиттера. Оно вызвано инерционностью процесса перемещения носителей через базу от эмиттерного перехода к коллекторному, а также инерционностью процессов накопления и рассасывания заряда в базе. Носители, например электроны в транзисторе типа *n-p-n*, совершают в базе диффузионное движение и поэтому скорость их не очень велика. Время пробега носителей через базу $\tau_{пр}$ в обычных транзисторах получается порядка 10^{-7} *сек*, т. е. 0,1 *мксек*, и менее. Конечно, это время очень небольшое, но на частотах порядка единиц и десятков мегагерц оно вызывает заметный сдвиг фаз между токами коллектора и эмиттера. За счет такого сдвига фаз на высоких частотах возрастает переменный ток базы, а от этого снижается коэффициент усиления по току β.

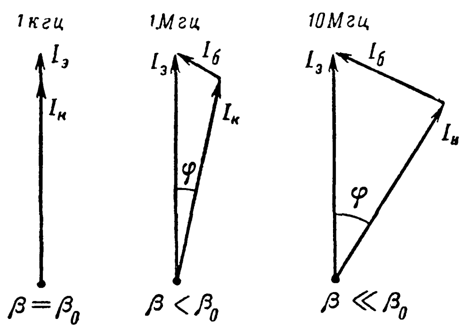


Рис. 14-32. Векторные диаграммы для токов транзистора при различных частотах.

Удобнее всего проследить это явление с помощью векторных диаграмм, изображенных на рис. 14-32. Первая из них соответствует низкой частоте (например, 1 *кгц*), на которой все токи совпадают по фазе, так как $\tau_{пр}$ составляет ничтожную долю периода колебаний. На низких частотах β имеет свое наибольшее значение β_0. При более высокой частоте, например 2 *Мгц*, запаздывание тока $I_к$ на время $\tau_{пр}$ относительно тока $I_э$ вызывает заметный сдвиг фаз φ между этими токами. Теперь ток базы $I_б$ равен не алгебраической, а геометрической разности токов $I_э$ и $I_к$ и вследствие этого он значительно увеличился. Поэтому даже, если ток $I_к$ еще не уменьшился за счет влияния емкости $C_к$, коэффициент β все же станет заметно меньше. На еще более высокой частоте, например 10 *Мгц*, сдвиг фаз возрастет, ток $I_б$ еще больше увеличится и произойдет дальнейшее снижение величины β.

Таким образом, при повышении частоты β уменьшается значительно сильнее, нежели α. Коэффициент α снижается от влияния емкости $C_к$, а на величину β влияет еще и сдвиг фаз между $I_к$ и $I_э$ за счет времени пробега носителей через базу. Отсюда ясно, что схема ОЭ по сравнению со схемой ОБ обладает значительно худшими частотными свойствами.

Принято считать предельно допустимым уменьшение величин α и β на 30% по сравнению с их значениями α_0 и β_0 на низких частотах. Те частоты, на которых получается такое снижение усиления, т. е. на которых $\alpha = 0,7\,\alpha_0$ и $\beta = 0,7\,\beta_0$, называют граничными или предельными частотами усиления для схем ОБ и ОЭ. Эти частоты обозначают соответственно f_α и f_β. Поскольку β уменьшается гораздо сильнее, нежели α, то f_β значительно ниже f_α. Приближенно можно считать, что

$$f_\beta \approx \frac{f_\alpha}{\beta}. \qquad (14\text{-}85)$$

На рис. 14-33 изображен примерный график, показывающий для некоторого транзистора уменьшение коэффициентов α и β с повышением частоты, отложенной на графике в логарифмическом масштабе. Для удобства по вертикальной оси отложены не сами α и β, а их относительные величины α/α_0 и β/β_0.

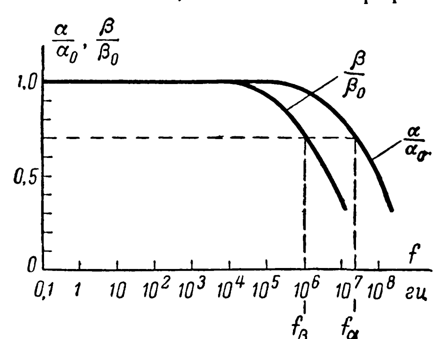


Рис. 14-33. График, показывающий уменьшение коэффициентов усиления по току при повышении частоты.

Помимо предельных частот усиления f_α и f_β, транзистор характеризуется еще максимальной частотой генерации $f_{макс}$, при которой коэффициент усиления по мощности каскада k_p снижается до 1. Очевидно, что при $f < f_{макс}$, когда $k_p > 1$, возможно применение данного транзистора в генераторе с самовозбуждением. Но если $k_p < 1$, то генерация колебаний уже не будет получаться.

Следует отметить, что на высоких частотах происходит не только изменение величин α и β. Вследствие влияния емкостей переходов и времени пробега носителей через базу, а также процессов накопления и рассасывания заряда в базе собственные параметры транзистора на высоких частотах изменяют свою величину и уже не являются чисто активными сопротивлениями. Изменяются также и все другие параметры.

Улучшение частотных свойств транзисторов, т. е. повышение их предельных частот усиления f_α и f_β, достигается уменьшением емкости коллекторного перехода $C_к$ и времени пробега носителей через базу $\tau_{пр}$. К сожалению, снижение емкости путем уменьшения площади коллекторного перехода приводит к снижению допустимой мощности, рассеиваемой в транзисторе. Для уменьшения $\tau_{пр}$ стараются сделать базу очень тонкой и увеличить скорость носителей в ней. Электроны при диффузионном перемещении обладают большей подвижностью, нежели дырки. Поэтому транзисторы типа *n-p-n* при прочих равных условиях являются более высокочастотными, нежели транзисторы типа *p-n-p*. Более высокие предельные частоты могут быть получены при использовании полупроводников, у которых подвижность носителей выше. Увеличение скорости пробега носителей через базу достигается также в тех транзисторах, у которых в базе создано

электрическое поле, ускоряющее движение носителей. Более подробно об особенностях устройства и работы высокочастотных транзисторов рассказано в § 14-13.

14-11. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзисторы, как и полупроводниковые диоды, широко применяются в различных импульсных устройствах. Работа транзисторов в импульсном режиме, иначе называемом ключевым или режимом переключения, имеет ряд особенностей.

Рассмотрим импульсный режим транзистора с помощью его выходных характеристик. В качестве примера на рис. 14-34 они показаны для схемы ОЭ. Пусть в цепь коллектора включен резистор нагрузки $R_н$. Соответственно этому на рис. 14-34 построена линия нагрузки. Обычно до поступления на вход транзистора импульса входного тока или входного напряжения транзистор находится в запертом состоянии (в области отсечки), что соответствует точке T_1 на линии нагрузки. В цепи коллектора проходит малый ток (в данном случае сквозной $i_{к.эо}$) и, следовательно, эту цепь приближенно можно считать разомкнутой. Напряжение источника E_2 почти все полностью приложено к транзистору.

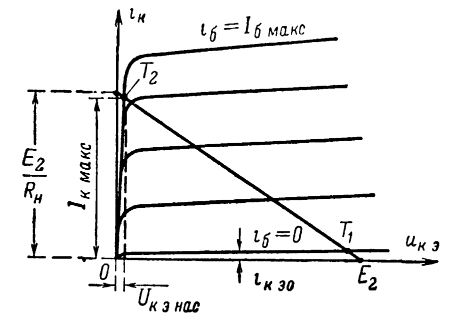


Рис. 14-34. Определение с помощью выходных характеристик величин, характеризующих импульсный режим транзистора.

Если на вход подан импульс тока с максимальным значением $I_{б. макс}$, то транзистор переходит в область насыщения и работает в точке T_2. Получается импульс тока коллектора с максимальным значением $I_{к.макс}$, близким к величине $E_2/R_н$. Его иногда называют **током насыщения**. В этом режиме транзистор выполняет роль замкнутого ключа и почти все напряжение источника E_2 падает на $R_н$, а на транзисторе имеется лишь очень небольшое остаточное напряжение порядка десятых долей вольта, называемое **напряжением насыщения** $U_{к.э.нас}$.

Конечно, если импульс входного тока будет меньше $I_{б.макс}$, то импульс тока коллектора также уменьшится. Но зато увеличение импульса тока базы сверх $I_{б.макс}$ не дает возрастания импульса выходного тока. Таким образом, максимальный возможный импульс тока коллектора получается равным:

$$I_{к.макс} \approx \frac{E_2}{R_н}. \qquad (14\text{-}86)$$

Помимо величин $I_{к. макс}$, $I_{б. макс}$ и $U_{к.э.нас}$, импульсный режим характеризуется также коэффициентом усиления по току B, который в отличие от β определяется не через приращения токов, а как отноше-

ние токов, соответствующих режиму насыщения, т. е. работе транзистора в точке T_2:

$$B \approx \frac{I_{к.макс}}{I_{б.макс}}. \qquad (14\text{-}87)$$

Иначе говоря, β является параметром, характеризующим усиление малых сигналов, а B относится к усилению больших сигналов, в частности импульсов, и по величине несколько отличается от β.

Параметром импульсного режима транзистора служит также его сопротивление насыщения $R_{нас}$, которое равно:

$$R_{нас} = \frac{U_{к.э.нас}}{I_{к.макс}}. \qquad (14\text{-}88)$$

Величина $R_{нас}$ у транзисторов, предназначенных для импульсной работы, обычно бывает порядка единиц, иногда десятков ом.

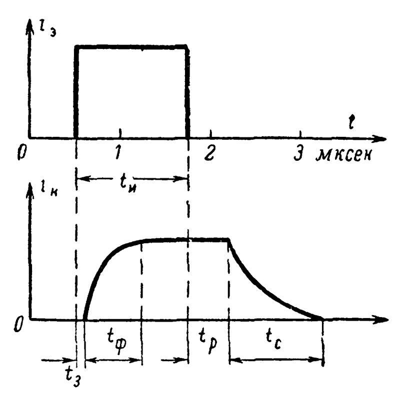


Рис. 14-35. Искажение формы импульса тока транзистором.

Аналогично рассмотренной схеме ОЭ работает в импульсном режиме и схема ОБ.

Если длительность входного импульса $t_и$ во много раз больше времени переходных процессов накопления и рассасывания зарядов в базе транзистора, то импульс выходного тока будет иметь почти такую же длительность и форму, как и входной импульс. Но при коротких импульсах, т. е. если $t_и$ составляет единицы микросекунд и меньше, может наблюдаться значительное искажение формы импульса выходного тока и увеличение его длительности.

Для примера на рис. 14-35 показаны графики короткого импульса входного тока прямоугольной формы и импульса выходного тока в случае включения транзистора по схеме ОБ. Как видно, импульс коллекторного тока начинается с запаздыванием на время $t_з$ (время задержки), что объясняется конечным временем пробега носителей через базу. Этот ток нарастает постепенно, т. е. его передний фронт имеет длительность $t_ф$, составляющую заметную часть $t_и$. Такое постепенное увеличение тока $i_к$ связано с процессом накопления носителей в базе. Кроме того, носители, инжектированные в базу в начале импульса входного тока, имеют разные скорости своего диффузионного движения и не все сразу достигают коллектора. После окончания входного импульса за счет процесса рассасывания заряда, накопившегося в базе, ток $i_к$ продолжается некоторое время $t_р$ (время рассасывания), а затем постепенно спадает в течение времени спада $t_с$. В итоге импульс коллекторного тока значительно отличается по форме от прямоугольного и растянут во времени по сравнению с входным импульсом. Следовательно, замедляется процесс включения и выключения коллекторной цепи, затягивается время, в течение которого эта цепь находится в замкнутом состоянии. Иначе говоря, за

счет инерционности процессов накопления и рассасывания заряда в базе транзистор не может осуществлять достаточно быстрое включение и выключение, т. е. не обеспечивает достаточное быстродействие ключевого режима.

14-12. СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзисторы так же, как электронные лампы, создают собственные шумы, причиной которых являются флуктуации процессов, происходящих в транзисторах. Следует отметить, что собственные шумы создаются и в полупроводниковых диодах, но практически их приходится учитывать только при использовании диодов для преобразования частоты в диапазоне СВЧ.

Полный шум, возникающий в транзисторе, имеет несколько составляющих.

Тепловые шумы обусловлены тепловыми флуктуациями электронов, характерными для любого резистора. Поскольку все области транзистора обладают некоторыми сопротивлениями, то в них возникают шумовые напряжения. Так как сопротивления объемов эмиттерной и коллекторной областей сравнительно малы, то главную роль в создании тепловых шумов играет сопротивление базы $r_б$.

Дробовые шумы аналогичны шумам дробового эффекта в электронных лампах. Они представляют собой флуктуации токов в эмиттерном и коллекторном переходах.

Шумы токораспределения вызваны флуктуациями процесса распределения эмиттерного тока между базой и коллектором.

Рекомбинационные шумы имеют своей причиной флуктуации процесса рекомбинации.

Кроме того, дополнительные шумы создаются за счет флуктуаций токов утечки в поверхностных слоях полупроводников и некоторых других явлений, которые еще недостаточно исследованы. Их часто называют мерцательными шумами (иногда избыточными).

Мощности или напряжения шумов, как обычно, тем больше, чем шире полоса частот, в пределах которой проявляется действие шумов.

Для оценки шумовых свойств транзисторов служит коэффициент шума $F_ш$ (иначе его называют фактором шума или шумфактором). Он определяется так, как и для любых четырехполюсников, следующим образом. Если на входе транзистора мощность шумов $P_{ш.вх}$, то на выходе полная мощность шумов $P_{ш.вых}$ (без учета шумов, создаваемых резистором нагрузки) складывается из усиленной мощности шумов, равной $k_p P_{ш.вх}$, и мощности шумов, вносимых самим транзистором, $P_{ш.тр}$, т. е.

$$P_{ш.вых} = k_p P_{ш.вх} + P_{ш.тр}. \qquad (14\text{-}89)$$

Коэффициент шума представляет собой отношение полной мощности шумов на выходе $P_{ш.вых}$ к той части этой мощности, которая получена только за счет мощности шумов на входе:

$$F_ш = \frac{P_{ш.вых}}{k_p P_{ш.вх}}. \qquad (14\text{-}90)$$

Можно определить $F_ш$ еще и несколько иначе. Влияние шумов всегда характеризуется отношением мощности полезного сигнала $P_с$

к мощности шумов $P_ш$. На выходе это отношение меньше, чем на входе, так как на выходе обе указанные мощности усилены в k_p раз, но к мощности шумов транзистор добавляет еще собственные шумы. Поэтому *коэффициент шума показывает, во сколько раз отношение мощности сигнала к мощности шума на входе больше, чем на выходе*:

$$F_ш = \frac{P_{с.вх}}{P_{ш.вх}} : \frac{P_{с.вых}}{P_{ш.вых}}. \qquad (14\text{-}91)$$

Оба определения $F_ш$, по существу, тождественны. Действительно, если в формуле (14-91) мощность $P_{с.вых}$ представить в виде $k_p P_{с.вх}$, то получим формулу (14-90):

$$F_ш = \frac{P_{с.вх}}{P_{ш.вх}} : \frac{k_p P_{с.вх}}{P_{ш.вых}} = \frac{P_{ш.вых}}{k_p P_{ш.вх}}.$$

Принято измерять величину $F_ш$ в децибелах по формуле

$$F = 10 \lg F_ш, \qquad (14\text{-}92)$$

из которой следует, что при значениях $F_ш$, равных 10, 100 и 1 000, величина F будет соответственно равна 10, 20 и 30 *дб*. Современные транзисторы имеют F примерно от 3 до 30 *дб* (в среднем порядка 10—20 *дб*). Номинальное значение коэффициента шума $F_{ном}$ указывается для частоты 1 *кгц* и температуры 20° С.

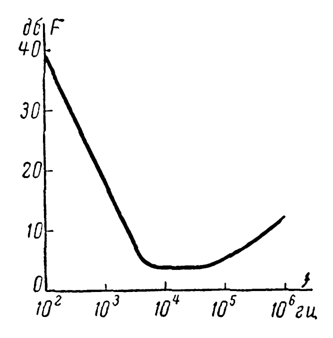


Рис. 14-36. Зависимость коэффициента шума транзистора от частоты.

Шумы транзистора зависят от его параметров и режима работы, а также от внутреннего сопротивления источника усиливаемых колебаний (источника сигнала) $R_{ИК}$. Чем меньше у транзистора α, тем больше шумы. Это объясняется тем, что уменьшение α сопровождается возрастанием тока базы, а тогда его флуктуации будут создавать на сопротивлении $r_б$ большее шумовое напряжение, которое действует во входной цепи и усиливается транзистором. Кроме того, чем меньше α, тем интенсивнее рекомбинация в базе, что также является причиной шумов.

С увеличением сопротивления $r_б$ и тока $i_{к0}$ шумы возрастают. Материал полупроводников также влияет на уровень шумов. Например, кремниевые транзисторы шумят значительно сильнее германиевых. Понижение напряжения коллекторного перехода $u_{к б}$ и тока эмиттера $i_э$ ослабляет шумы, но до известного предела, так как при слишком малых $u_{к.б}$ и $i_э$ уменьшается α и за счет этого шумы могут возрасти. Для получения минимальных шумов сопротивление $R_{ИК}$ должно иметь некоторую оптимальную величину, обычно порядка нескольких сотен ом. Повышение температуры резко увеличивает собственные шумы транзистора. Теория и опыт показывают, что при прочих равных условиях шумы транзистора для всех трех схем включения транзистора примерно одинаковы.

По частоте шумы распределены неравномерно. На рис. 14-36 показана зависимость коэффициента шума F от частоты. Из нее видно, что в диапазоне некоторых средних частот F имеет минимальное и

примерно постоянное значение. Нижняя частота f_1 этого диапазона бывает порядка единиц килогерц. На частотах ниже f_1 увеличиваются мерцательные шумы и за счет этого F возрастает. Увеличение F на частотах выше f_2 происходит вследствие снижения α. Частота f_2 может составлять сотни килогерц и больше. Она тем выше, чем выше f_α. Приближенно f_2 в $\sqrt{\beta}$ раз меньше f_α.

С учетом всех указанных выше зависимостей изготовляют специальные малошумящие транзисторы, предназначенные для первых каскадов усилителей и радиоприемников. Чтобы шумы были минимальными, такие транзисторы работают при пониженных $u_{к.б}$ и $i_э$ и температура у них должна быть невысокой. Эти транзисторы имеют высокие значения α и f_α, но малые $r_б$ и $i_{к0}$.

По сравнению с электронными лампами хорошие транзисторы шумят в области средних частот $f_1 - f_2$ меньше, а на более низких и высоких частотах — больше.

14-13. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Существующие типы транзисторов классифицируются по методу изготовления, применяемым материалам, особенностям работы, назначению, мощности, диапазону рабочих частот и по другим признакам. Как уже указывалось, точечные транзисторы, исторически бывшие первыми, теперь не применяются. Поэтому все рассмотренные ниже транзисторы являются плоскостными. В качестве полупроводников для транзисторов, выпускаемых промышленностью, пока применяются только германий и кремний, но, по-видимому, в дальнейшем будут использованы и другие материалы. По допустимой мощности рассеяния в коллекторном переходе в настоящее время различают транзисторы малой, средней и большой мощности, что соответствует значениям $P_{к.доп}$ до 0,3 *вт*, от 0,3 до 3 *вт* и больше 3 *вт*. В зависимости от предельной рабочей частоты транзисторы бывают низкочастотные (до 3 *Мгц*), средней частоты (от 3 до 30 *Мгц*), высокочастотные (от 30 до 300 *Мгц*) и сверхвысокочастотные (выше 300 *Мгц*).

У подавляющего большинства транзисторов основным физическим процессом является инжекция носителей, но имеется группа транзисторов, работающих без инжекции. К ним, в частности, относятся канальные (полевые) транзисторы, представляющие большой интерес (см. гл. 15). Транзисторы с инжекцией могут иметь различное число *p-n* переходов. Существуют однопереходные транзисторы, но они, как и полупроводниковые тетроды с двумя *p-n* переходами, пока не нашли себе применения. Поэтому мы не будем их рассматривать. Зато четырехслойные транзисторы с тремя *p-n* переходами, описанные в гл. 15, применяются в практических схемах и выпускаются промышленностью.

Исключительно широкое распространение получили полупроводниковые триоды, имеющие два перехода. Теория их работы была подробно изучена выше. В данном параграфе будут рассмотрены именно эти транзисторы. Следует различать два вида таких транзисторов: д р е й ф о в ы е, в которых перенос неосновных носителей заряда через базу осуществляется, главным образом, посредством дрейфа, т. е. под действием ускоряющего электрического поля, и б е з д р е й ф о в ы е, в которых такой перенос осуществляется, главным образом, посредством диффузии. Иногда в литературе бездрейфовые транзисторы называют диффузионными, но это неправиль-

но, так как термин «диффузионный» должен указывать не характер движения носителей, а технологию создания *p-n* переходов методом диффузии.

Следует отметить, что в бездрейфовых транзисторах при большой инжекции со стороны эмиттера в базе возникает электрическое поле и поэтому движение носителей в ней не будет чисто диффузионным, а в базе дрейфовых транзисторов, хотя дрейф и является основным видом движения носителей, есть также и их диффузионное перемещение.

Бездрейфовые транзисторы имеют во всем объеме базы одну и ту же концентрацию примеси. Вследствие этого в базе не возникает электрического поля и носители в ней совершают диффузионное движение от эмиттера к коллектору. Скорость такого движения меньше скорости дрейфа носителей в ускоряющем поле. Следовательно, бездрейфовые транзисторы предназначены для более низких частот, нежели дрейфовые.

В дрейфовых транзисторах электрическое поле в базе ускоряет неосновные носители при их движении к коллектору. Поэтому повышаются предельная частота и коэффициент усиления по току. Чаще всего электрическое поле в базе создается за счет неодинаковой концентрации примесей в объеме базы, что может быть достигнуто при диффузионном методе изготовления *p-n* переходов. Транзисторы, изготовленные таким методом, называют диффузионными. Возникновение электрического поля в базе этих транзисторов объясняется следующим образом. Пусть, например, в базе имеются донорные примеси для создания электропроводности *n*-типа. Если концентрация этих примесей вблизи эмиттерного перехода больше, нежели вблизи коллекторного перехода, то соответственно получится неодинаковая концентрация основных носителей в базе — в данном случае электронов. Около эмиттерного перехода она будет больше. За счет этой разности концентраций часть электронов переместится туда, где их концентрация меньше, т. е. к коллекторному переходу. Следовательно, в базе возникнет разность потенциалов (минус ближе к коллектору, плюс — около эмиттерного перехода) и электрическое поле, которое будет тормозить основные носители, т. е. будет препятствовать дальнейшему смещению электронов. В равновесном состоянии разность потенциалов своим действием на основные носители уравновешивает действие разности концентраций и в базе устанавливается электрическое поле, являющееся ускоряющим для неосновных носителей, инжектированных из эмиттера.

Рассмотрим теперь основные типы транзисторов, различающиеся друг от друга по конструкции и принципу изготовления *p-n* переходов.

Бездрейфовые транзисторы в большинстве имеют сплавные *p-n* переходы, полученные по такой же технологии, как у диодов. Эти транзисторы принято называть сплавными. Принцип их устройства схематически показан на рис. 14-37, *а*. В основную пластинку полупроводника с двух сторон вплавляются примеси, образующие эмиттерную и коллекторную области. Так как на коллекторном переходе рассеивается бо́льшая мощность, то он обычно имеет значительно бо́льшие размеры, чем эмиттерный переход. Однако могут быть изготовлены и симметричные сплавные транзисторы, у которых оба перехода одинаковы.

К эмиттеру и коллектору припаиваются выводы в виде проводничков, а вывод базы часто имеет форму кольца для уменьшения поперечного сопротивления базы. Транзистор помещается в металли-

ческий герметичный корпус, через который проходят в стеклянных изоляторах гибкие выводные проводники. Во многих транзисторах один из выводов (база или коллектор) соединен с корпусом.

В сплавных транзисторах невозможно сделать очень тонкую базу и поэтому они предназначены только для низких и средних частот. При создании методом вплавления более тонкой базы ее толщина получается неодинаковой в разных местах, и во избежание эффекта смыкания переходов приходится уменьшать напряжение коллекторного перехода, что снижает допустимую мощность рассеивания транзистора.

Мощные сплавные транзисторы имеют увеличенную площадь переходов, которые для этой цели изготовляются в форме полос или колец. Для лучшего охлаждения в этих транзисторах коллектор припаивается к корпусу, у которого основание делается в виде более массивной медной пластинки. Поэтому у мощных транзисторов вывод коллектора всегда соединен с корпусом.

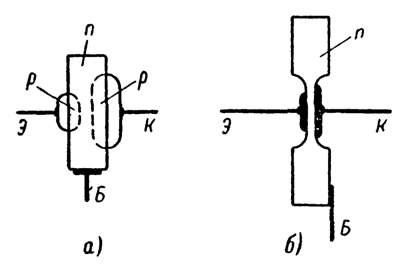


Рис. 14-37. Принцип устройства сплавного (*а*) и микросплавного и поверхностно-барьерного (*б*) транзисторов.

Сплавные транзисторы выпускаются на мощности от 10 *мвт* до десятков ватт. Их достоинством является то, что на коллекторном и эмиттерном переходах можно допустить обратное напряжение до 50—70 *в* для германия и до 70—150 *в* для кремния. Это необходимо для создания более мощных транзисторов и для работы в импульсных схемах. Сравнительно малые сопротивления эмиттера, базы и коллектора позволяют получать в сплавных транзисторах большие токи в импульсном режиме. Однако предельную частоту f_α практически не удается сделать выше 20 *Мгц*. Недостатками сплавных транзисторов являются также значительный разброс параметров и некоторая нестабильность их свойств во времени.

Более высокочастотными являются микросплавные транзисторы, в которых с помощью электролитического травления создается база толщиной порядка единиц микрон. Принцип устройства этих транзисторов показан на рис. 14-37, *б*. При изготовлении таких транзисторов пластинка германия *n*-типа толщиной 0,1 *мм* подвергается с двух сторон травлению струями электролита, под действием которых образуются две лунки. На их дно электролитическим путем наносятся тонкие слои акцепторного металла или сплава, которые затем вплавляются на небольшую глубину. Микросплавные транзисторы могут иметь рабочую частоту до десятков мегагерц, но из-за малой площади переходов мощность у них не превышает десятков милливатт. Их недостатком является также сравнительно большое сопротивление базы. Весьма близки по устройству к микросплавным несколько худшие по качествам поверхностно-барьерные транзисторы. Они изготовляются так же, как и микросплавные, но без завершающего процесса вплавления.

Дрейфовые транзисторы делаются на предельные частоты в десятки раз более высокие, нежели у сплавных транзисторов. Это объяс-

няется следующими особенностями дрейфовых транзисторов. Под действием ускоряющего поля носители гораздо быстрее движутся в базе. Как правило, при изготовлении дрейфовых транзисторов применяется метод диффузии, при котором база может быть сделана очень тонкой. Коллекторный переход получается плавным и тогда его емкость гораздо меньше, чем у сплавных переходов. За счет малой толщины базы коэффициенты усиления α и β значительно выше, чем у сплавных транзисторов. Важно также, что метод диффузии позволяет изготовлять транзисторы более точно, с меньшим разбросом параметров и характеристик.

Имеется несколько типов дрейфовых транзисторов, различающихся способом изготовления.

Метод двойной диффузии заключается в том, что в пластинку полупроводника, например n-типа, производится с одной ее стороны диффузия донорной и акцепторной примесей, причем эти примеси подбираются так, чтобы донорная примесь проникала на меньшую глубину и создавала область эмиттера с относительно высокой проводимостью, а акцепторная примесь проникала глубже и создавала область базы. Вследствие большой концентрации примеси в эмиттере при таком способе эмиттерный переход получается резким и с низким пробивным напряжением. Поэтому диффузионные транзисторы этого типа могут работать лишь с небольшими обратными напряжениями на эмиттерном переходе, что ограничивает их применение в некоторых импульсных схемах. Метод двойной диффузии сравнительно сложен и в транзисторах, изготовленных этим методом, трудно сделать вывод от базового слоя.

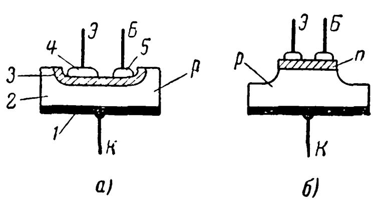


Рис. 14-38 Принцип устройства диффузионного и меза-транзисторов.

а — диффузионный транзистор (*1* — основание коллектора; *2* — исходный материал — коллектор; *3* — диффузионный слой базы; *4* — эмиттерный сплав; *5* — сплав для вывода базы); *б* — меза-транзистор.

Наиболее распространенными являются сплавные диффузионные транзисторы, у которых область базы и коллекторный переход изготовлены методом диффузии, а эмиттерный переход методом вплавления. Большинство наших диффузионных транзисторов изготовлено именно таким методом. На рис. 14-38,*а* для примера показан один из вариантов устройства германиевых транзисторов *р-п-р* такого типа. В пластинке германия с электропроводностью *р*-типа, являющейся коллектором, сделана лунка, в которой методом диффузии донорной примеси, например сурьмы, создан тонкий слой базы. Он образует коллекторный переход. Эмиттерная область *р*-типа создается вплавлением в базовый слой капли сплава, содержащего акцепторную примесь, например индий. Вывод от базы также осуществляется вплавлением капли сплава, содержащего сурьму. В рассмотренной конструкции обычно с корпусом соединяется коллектор. Аналогично могут изготовляться транзисторы типа *п-р-п*, а также кремниевые транзисторы. Сплавные диффузионные транзисторы имеют рабочие частоты до сотен мегагерц, но рассчитаны на небольшие мощности рассеяния (до 10—150 *мвт*). Эмиттерный

переход в них получается малой толщины и поэтому он может выдерживать только очень низкие обратные напряжения.

Диффузионно-микросплавные транзисторы отличаются от рассмотренных ранее микросплавных тем, что в них методом диффузии создается неравномерное распределение примеси в базе.

Конверсионные транзисторы интересны тем, что в них могут быть получены тонкие базовые слои большой площади, необходимые для изготовления более мощных высокочастотных транзисторов. В конверсионных транзисторах диффузионный эмиттерный переход образуется за счет обратной диффузии примеси из полупроводника в металл эмиттерного электрода. Для этой цели исходным материалом является пластинка германия, содержащая одновременно донорные и акцепторные примеси. В качестве последней применяется медь, которая при вплавлении эмиттерного сплава энергично диффундирует из германия в эмиттер. Благодаря этому в слое германия, прилегающем к эмиттеру, резко снижается концентрация акцепторной примеси и образуется слой базы с электронной электропроводностью. Такой процесс перемены типа электропроводности называют конверсией.

Транзисторы конверсионного типа имеют сравнительно малую емкость $C_к$ и могут работать при относительно высоких напряжениях коллекторного перехода. Эти транзисторы обладают хорошей стабильностью и меньшим разбросом параметров, а также удобны в производстве. Их недостатком является низкое допустимое обратное напряжение эмиттерного перехода.

Меза-транзисторы. В них применяется меза-структура, принцип получения которой был уже рассмотрен применительно к диодам (§ 13-11). Такие транзисторы изготовляются сразу в большом количестве из одной пластины исходного полупроводника, что обеспечивает хорошую однородность параметров. На поверхности этой пластины, которая должна служить коллектором, методом диффузии создают слой базы толщиной в несколько микрон. Для каждого транзистора в этот слой вплавляют маленькие капли сплавов с соответствующими примесями для образования эмиттерной области и вывода от базы. Далее производят травление поверхности, защищая с помощью специальной маски только небольшие участки около базы и эмиттера. После того, как травлением снята значительная часть основной пластины, ее разрезают на отдельные транзисторы.

Структура полученного транзистора схематически изображена на рис. 14-38, *б*. Для примера показан германиевый транзистор типа *p-n-p*. В нем основная пластина имеет электропроводность *p*-типа. Базовый слой получен диффузией из паров сурьмы. Эмиттер выполнен из сплава сурьмы с алюминием, а контакт с базой — из сурьмы. По другой технологии эмиттерный и базовый контакты создаются путем напыления тонких полосок металла на базовый слой с последующим их вплавлением. Например, в кремниевых меза-транзисторах для эмиттера напыляется алюминий, а для базы — золото. Диаметр переходов в меза-транзисторах получается порядка 100—200 *мк*.

Такие транзисторы имеют малые емкости переходов ($C_к$ менее 1—2 *пф*), малое $r_б$ и могут работать на частотах до сотен мегагерц. Удобно и то, что от коллектора осуществляется хороший теплоотвод, так как он имеет выводной контакт сравнительно большой площади.

Планарные транзисторы отличаются тем, что у них диффузионные переходы образуются диффузией примесей сквозь

отверстие в защитном слое, нанесенном на поверхность полупроводника. При этом выводы от всех областей располагаются в одной плоскости. Название «планарный» дано именно от английского слова planar — плоский. Для изготовления этих транзисторов особенно удобно применять кремний, так как пленка окиси на его поверхности может служить хорошим защитным слоем. Исходная пластинка кремния с пленкой окиси образует коллекторную область. В том месте, где должна быть базовая область, пленка окиси снимается травлением и методом диффузии создается базовый слой. Затем снова вся поверхность окисляется и повторяются процессы травления и диффузии для создания эмиттерной области, которая располагается в средней части базовой области. После этого окись удаляется и через маску наносятся выводы в виде металлических слоев. Структура планарного транзистора показана на рис. 14-39, *а*. Планарные транзисторы обладают хорошими качествами. Они удобны в производстве и могут быть изготовлены на различные мощности с высокими предельными частотами.

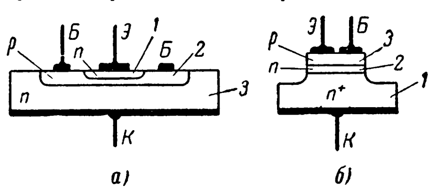


Рис 14-39. Принцип устройства планарного и эпитаксиального транзисторов.

а — планарный транзистор (*1* — диффузионный эмиттерный слой; *2* — диффузионный базовый слой; *3* — коллектор); *б* — эпитаксиальный транзистор (*1* — низкоомная коллекторная область; *2* — эпитаксиальный высокоомный слой, *3* — диффузионный слой базы).

Эпитаксиальные транзисторы. Рассмотренные выше диффузионные транзисторы, как правило, имеют сравнительно большое сопротивление объема коллекторной области. За счет этого при импульсной работе в режиме насыщения у транзистора получается остаточное сопротивление насыщения $R_{нас}$ значительной величины. Если уменьшить удельное сопротивление материала коллектора, то возрастает емкость $C_к$ и снижается пробивное напряжение коллекторного перехода. Эти недостатки устраняются в эпитаксиальных транзисторах, в которых между базой и низкоомным коллектором введен слой с высоким сопротивлением. При изготовлении таких транзисторов коллекторная пластина полупроводника, например с электронной электропроводностью (подложка), имеет малое удельное сопротивление. На нее наращивается пленка такого же полупроводника, но с высоким сопротивлением. Процесс получения на полупроводниковой подложке слоя, сохраняющего структуру подложки, но имеющего иное значение удельной проводимости, называют эпитаксиальным наращиванием. Полученная структура, которую обозначают n^+-n *, входит в состав коллектора. После создания эпитаксиального слоя процесс изготовления может быть продолжен по технологии, принятой для меза-транзисторов. Тогда транзистор будет иметь структуру, показанную на рис. 14-39, *б*. В результате при малом сопротивлении объема коллектора, а следовательно, и малом сопротивлении $R_{нас}$ получается малая емкость $C_к$ и относительно большое напряжение $U_{к.б.доп}$.

* Знак «+» указывает на область с более высокой концентрацией примеси, т. е. с более высокой удельной проводимостью.

Существует еще много других особых типов транзисторов, которые представляют интерес, но пока еще не получили широкого распространения. Упомянем о двух типах транзисторов.

Транзисторы типа *p-n-i-p* имеют в базе, кроме сравнительно низкоомного слоя *n*-типа, от которого сделан вывод, еще дополнительный более высокоомный слой *i*-типа. За счет низкоомного слоя базы уменьшается сопротивление $r_б$, а за счет высокоомного слоя снижается емкость $C_к$ и повышается $U_{к. б. доп}$. Аналогичными свойствами обладают транзисторы *n-p-i-n*.

Лавинные транзисторы работают в режиме лавинного размножения носителей, т. е. при напряжении $U_{к.б}$, превышающем допустимое для нормальной работы в режиме усиления. При некоторых условиях лавинные транзисторы имеют отрицательное сопротивление и $\alpha > 1$. Это позволяет применять их в импульсных устройствах для переключения и генерирования коротких импульсов.

Обозначения транзисторов по новой системе (ГОСТ 10862-64) имеют четыре элемента. Первый, второй и четвертый из них уже были рассмотрены в § 13-11. Третий элемент для транзисторов — число — указывает электрические свойства и назначение прибора. Для транзисторов малой мощности на низкие, средние и высокие частоты это число должно быть соответственно от 101 до 199, от 201 до 299 и от 301 до 399. У транзисторов средней мощности на те же частоты эти числа будут 401—499, 501—599 и 601—699. И, наконец, при большой мощности в зависимости от частоты ставятся числа 701—799, 801—899 и 901—999. Разделение транзистора по мощностям и частотам в данной системе соответствует тому, что было указано в начале этого параграфа, например, ГТ108А — германиевый транзистор малой мощности на низкие частоты; 2Т301Б — кремниевый транзистор малой мощности на высокие частоты.

По более старой системе (ГОСТ 5461-59) после первой буквы П ставилось число, указывающее на частотный диапазон, мощность и материал полупроводника. Для более низких частот это число от 1 до 400, а для более высоких частот — от 401 до 800. При малой мощности рассеяния германиевые транзисторы имеют числа 1—100 и 401—500, кремниевые — соответственно 101—200 и 501—600. А при большой мощности эти числа 201—300 и 601—700 для германиевых транзисторов и 301—400, 701—800 — для кремниевых. Например, П14 — германиевый маломощный транзистор на низкие частоты; П702 — кремниевый транзистор большой мощности на высокие частоты. Исключением из этой системы является обозначение П4, данное германиевым мощным низкочастотным транзисторам еще до 1959 г.

Широкое применение получили следующие транзисторы.

Маломощные низкочастотные транзисторы являются сплавными. Большинство из них германиевые. К ним относятся транзисторы типа *p-n-p* серий П13 — П15, П16—П16Б, П20, П21, П25, П26, П27, П28, П42 и типа *n-p-n* П9 — П11. Есть также кремниевые транзисторы П101—П103 типа *n-p-n* и П104—П106 типа *p-n-p*. Допустимая мощность рассеяния у этих транзисторов составляет 150—200 *мвт* и только у П27—П28 она равна 30 *мвт*. Все транзисторы оформлены в металлическом герметичном корпусе со стеклянными проходными изоляторами и гибкими выводами. Внешний вид их дан на рис. 14-40, *а*. У различных транзисторов с корпусом соединяется база или коллектор.

Наиболее новыми являются миниатюрные транзисторы типа *p-n-p* германиевые сплавные ГТ108А — ГТ108Г и диффузионные

сплавные ГТ109А — ГТ109Е. Первые имеют $P_{к. доп}$ 75 *мвт*, вес 0,5 *Г* и корпус диаметром 7,5 *мм* и высотой 2,4 *мм*. У вторых $P_{к. доп}$ 30 *мвт*, вес составляет всего лишь 0,1 *Г*, а корпус имеет диаметр 3,4 *мм* и высоту 2,5 *мм* (рис. 14-40, *б*).

Маломощные транзисторы на средние частоты П12, П29, П30, П406, П407 являются германиевыми сплавными типа *p-n-p*. Они так же оформлены, как показано на рис. 14-40, *а*, и имеют $P_{к. доп}$ = = 30 *мвт*.

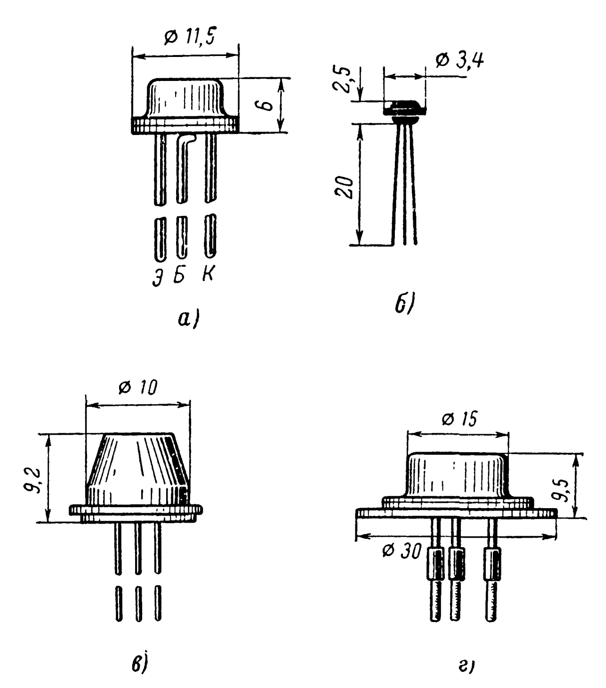


Рис. 14-40. Внешнее оформление различных транзисторов.

Маломощные высокочастотные транзисторы изготовляются исключительно диффузионные. Большинство из них германиевые типа *p-n-p*. Это П401 — П403, П414, П415, П416 — П416Б, П420 — П423, 1Т308А — 1Т308Г, ГТ309А — ГТ309Е. Они имеют $P_{к. доп}$ от 50 до 150 *мвт*. На такую же мощность выпущены транзисторы типа *n-p-n*: германиевые 1Г303А — 1Г303Е и кремниевые П504 — П505, 2Т301—2Т301Ж. Все эти транзисторы оформлены в корпусах по образцу, изображенному на рис. 14-40, *а*, но с некоторой разницей в размерах и расположении выводов. Транзисторы серий Г1309 и 2Т301 оформлены в корпусе уменьшенных размеров. Сверхминиатюрную конструкцию, показанную на рис. 14-40, *б*, имеют германиевые транзисторы ГТ310А — ГТ310Е (типа *p-n-p*) на мощность рассеяния 20 *мвт*.

Низкочастотными транзисторами средней мощности являются германиевые сплавные транзисторы типа *p-n-p* 1Т403А — 1Т403И, имеющие форму корпуса, изображенную на рис. 14-40, *в*.

Транзисторы средней мощности на средние частоты. К ним относятся германиевые конверсионные транзисторы типа *p-n-p*: П601 — П602А и П605 — П605А. Первые рассчитаны на мощность рассеяния до 1 *вт*, вторые — до 0,5 *вт*. С дополнительным радиатором эти мощности возрастают соответственно до 5 и 3 *вт*.

Высокочастотными транзисторами средней мощности являются германиевые конверсионные транзисторы типа *p-n-p* П607 — П609А на мощность рассеяния до 1,5 *вт*.

Низкочастотные транзисторы большой мощности изготовляются сплавными типа *p-n-p*. К ним относятся германиевые транзисторы более старого типа П4А — П4Г, имеющие мощность рассеяния 2—3 *вт* без дополнительного радиатора. С применением радиатора эта мощность возрастает до 15—25 *вт*. Более новыми являются германиевые транзисторы П201 — П203 на мощность рассеяния 1 *вт* (с дополнительным радиатором 10 *вт*) и П209 — П210А на мощность рассеяния 1,5 *вт* (с дополнительным радиатором до 60 *вт*). Выпущены также кремниевые транзисторы П302 — П304, у которых $P_{к.\,доп} = 8—10$ *вт*.

Транзисторы большой мощности на средние частоты представлены кремниевыми сплавными транзисторами типа *n-p-n* П701 — П701А и П702 — П702А. Допустимая мощность рассеяния без радиатора и с дополнительным радиатором равна соответственно у первых 1 и 10 *вт*, а у вторых — 4 и 40 *вт*.

Все транзисторы средней и большой мощности оформлены в корпусах увеличенного размера. Пример такого корпуса показан на рис. 14-40, *г*. У разных типов этих транзисторов размеры и форма корпуса несколько различны. Некоторые из них имеют жесткие выводы. Многие транзисторы повышенной мощности снабжены специальной шайбой с отверстиями для винтов. С ее помощью корпус транзистора можно плотно привинтить к теплоотводящему шасси.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

НОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Техника полупроводниковых приборов развивается исключительно быстро и все время разрабатываются новые приборы. В настоящее время их появилось очень много, но в данной главе будут рассмотрены лишь те из них, которые уже нашли практическое применение и выпускаются промышленностью или являются наиболее перспективными.

15-1. ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Среди многочисленных новых полупроводниковых приборов большое место занимают приборы с отрицательным сопротивлением.

Одним из наиболее интересных приборов этого типа является туннельный диод. Он, как и обычные выпрямительные диоды, может изготовляться путем вплавления, например, индия в германий с *n*-проводимостью, т. е. имеет *p-n* переход (для туннельных диодов применяется также арсенид галлия). Но в отличие от обычного диода применяется германий с высокой концентрацией примесей, т. е. с очень малым удельным сопротивлением, в сотни или тысячи раз меньшим, чем в обычных диодах. Полупроводники с малым сопротивлением, приближающиеся по своей проводимости к проводникам, называются вырожденными. Электронно-дырочный переход в вырожденном полупроводнике получается в десятки раз тоньше, чем в обычных диодах (порядка 10^{-6} *см*), а потенциальный барьер в этом переходе примерно в 2 раза выше.

В обычных полупроводниковых диодах высота потенциального барьера равна примерно половине ширины запрещенной зоны, а в туннельных диодах она несколько больше этой ширины. Вследствие малой толщины запирающего слоя напряженность поля в нем даже при отсутствии внешнего напряжения достигает величины порядка 10^6 *в/см*.

В туннельном диоде, как и в обычном диоде, происходит диффузионное перемещение носителей через область электронно-дырочного перехода и обратное их перемещение под действием поля. Но, кроме этих процессов, важную роль играет также туннельный эффект. Он состоит в том, что в соответствии с законами квантовой механики при достаточно малой толщине потенциального барьера имеется вероятность проникновения электронов через барьер без изменения их энергии. Такой туннельный переход электронов, имеющих энергию, выраженную в электроновольтах, меньше высоты барьера в вольтах, действительно совершается в обоих направлениях, но только при условии, что по другую сторону барьера для туннелирующих электронов имеются свободные уровни энергии. Подобный эффект невозможен с точки зрения классической физики, но оказывается вполне

реальным в явлениях микромира, подчиняющихся законам квантовой механики.

Процессы в туннельном диоде удобно рассматривать на энергетических диаграммах, показывающих уровни энергий валентной зоны и зоны проводимости в *n* и *p* областях. Вследствие возникновения контактной разности потенциалов в *p-n* переходе границы всех зон

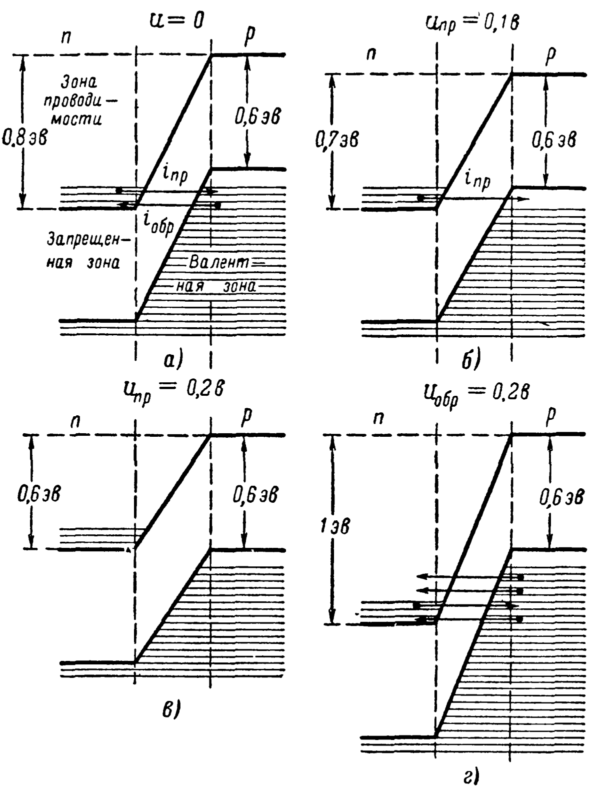


Рис. 15-1. Энергетические диаграммы *p-n* перехода в туннельном диоде при различных приложенных напряжениях.

в одной из областей сдвинуты относительно соответствующих зон другой области на высоту потенциального барьера, выраженную в электроновольтах.

На рис. 15-1 с помощью энергетических диаграмм изображено возникновение туннельных токов в электронно-дырочном переходе туннельного диода. Для того чтобы не усложнять рассмотрение туннельного эффекта, диффузионный ток и ток проводимости на этом рисунке не показаны. Диаграмма рис. 15-1, *а* соответствует отсутствию внешнего напряжения. Высота потенциального барьера в этом

случае взята для примера 0,8 *эв*, а ширина запрещенной зоны составляет 0,6 *эв*. Горизонтальными линиями в зоне проводимости и в валентной зоне показаны энергетические уровни, полностью или частично занятые электронами. В валентной зоне и зоне проводимости изображены также незаштрихованные горизонтальными линиями участки, которые соответствуют уровням энергии, незанятым электронами. На самом деле между частями зоны с занятыми уровнями и свободными уровнями нет резкой границы, но для упрощения на чертеже плавный переход между этими частями не показан. Как видно из рисунка, в зоне проводимости полупроводника *n* и в валентной зоне полупроводника *p* имеются занятые электронами уровни, соответствующие одинаковым энергиям. Поэтому может происходить туннельный переход электронов из *n* области в *p* область (прямой туннельный ток $i_{пр}$) и из *p* области в *n* область (обратный туннельный ток $i_{обр}$). Эти два тока одинаковы по величине и, следовательно, результирующий ток равен нулю.

На рис. 15-1, *б* показана диаграмма при прямом напряжении 0,1 *в*, за счет которого высота потенциального барьера понизилась на 0,1 *в* и составляет 0,7 *в*. В этом случае туннельный переход электронов из *n* области в *p* область усиливается, так как в *p* области имеются в валентной зоне свободные уровни, соответствующие таким же энергиям, как энергии уровней, занятых электронами в зоне проводимости *n* области. А переход электронов из валентной зоны *p* области в *n* область невозможен, так как уровни, занятые электронами в валентной зоне *p* области, соответствуют в *n* области значениям энергии запрещенной зоны. Таким образом обратный туннельный ток отсутствует и прямой туннельный ток в этом случае достигает максимума. Очевидно, что в промежуточных случаях, например, когда $u_{пр} = 0,05$ *в*, будут наблюдаться и прямой и обратный туннельный токи, но обратный ток будет меньше прямого и результирующий ток будет прямой, но меньше максимального, получающегося при $u_{пр} = 0,1$ *в*.

Случай, показанный на рис. 15-1, *в*, соответствует $u_{пр} = 0,2$ *в*, когда высота потенциального барьера стала 0,6 *в*. При этом напряжении туннельный переход невозможен, так как уровням, занятым электронами в данной области, соответствуют в другой области значения энергии, находящиеся в запрещенной зоне. Туннельный ток равен нулю. Он отсутствует также и при большем прямом напряжении (за счет некоторых дополнительных явлений все же наблюдается небольшой так называемый «избыточный» ток).

Следует помнить, что при возрастании прямого напряжения увеличивается обычный прямой диффузионный ток диода. При рассмотренных значениях $u_{пр} < 0,2$ *в* диффузионный ток гораздо меньше туннельного тока, а при $u_{пр} > 0,2$ *в* диффузионный ток возрастает все сильнее и достигает нормальных значений, характерных для прямого тока диода.

На рис. 15-1, *г* рассмотрен случай обратного напряжения $u_{обр} = 0,2$ *в*. Высота потенциального барьера в этом случае стала 1 *в* и значительно увеличилось количество уровней, занятых электронами в валентной зоне *p* области и соответствующих свободным уровням в зоне проводимости *n* области. Поэтому резко возрастает обратный туннельный ток, величина которого получается такого же порядка, как и у тока при прямом напряжении.

Вольт-амперная характеристика туннельного диода наглядно показывают рассмотренные токи (рис. 15-2). Как видно, при $u = 0$ ток равен нулю. Увеличение прямого напряжения до 0,1 *в* дает воз-

растание прямого туннельного тока до максимума (точка *А*). Дальнейшее увеличение прямого напряжения до 0,3 *в* сопровождается уменьшением туннельного тока. Поэтому в точке *Б* получается минимум тока и характеристика имеет падающий участок *АБ*, для которого характерно отрицательное сопротивление переменному току:

$$R_i = \frac{\Delta u}{\Delta i} < 0.$$

Рис. 15-2. Вольт-амперная характеристика туннельного диода.

После этого участка ток снова возрастает за счет обычного диффузионного прямого тока диода, характеристика которого на рис. 15-2 показана штриховой линией. Обратный ток получается такого же порядка, как прямой ток, т. е. во много раз больше, нежели у обычных диодов.

Основными параметрами туннельных диодов являются токи и напряжения, показанные на вольт-амперной характеристике рис. 15-2. Это — ток максимума $I_{макс}$, ток минимума $I_{мин}$ (часто указывается отношение $I_{макс}/I_{мин}$, которое обычно бывает порядка нескольких единиц), напряжение максимума $U_{(макс)}$, напряжение минимума $U_{(мин)}$, наибольшее напряжение $U_н$, соответствующее значению тока $I_{макс}$ на второй восходящей части характеристики. Разность $\Delta U = U_н - U_{(макс)}$ называется напряжением переключения или напряжением скачка. Токи в современных туннельных диодах составляют единицы миллиампер, напряжения — десятые доли вольта. К параметрам также относятся отрицательное дифференциальное сопротивление диода, имеющее обычно величину порядка десятков ом, емкость диода (десятки пикофарад), время переключения $\tau_{пер}$ и максимальная или критическая частота $f_{макс}$.

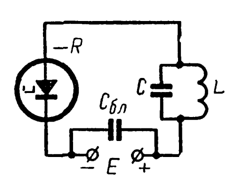


Рис. 15-3. Простейшая схема включения туннельного диода для генерирования колебаний.

Включая туннельный диод в различные схемы, можно его отрицательным сопротивлением скомпенсировать положительное активное сопротивление (если рабочая точка будет находится на участке *АБ*) и получить усиление или генерирование колебаний. Например, в обычном колебательном контуре за счет потерь всегда имеется затухание. Но с помощью отрицательного сопротивления туннельного диода можно уничтожить потери в контуре и получить в нем генерирование незатухающих колебаний. Простейшая схема генератора колебаний с туннельным диодом показана на рис. 15-3.

Туннельный переход электронов через потенциальный барьер происходит в чрезвычайно малые промежутки времени 10^{-12}—10^{-14} *сек*, т. е. 10^{-3}—10^{-5} *нсек*. Поэтому туннельные диоды хорошо работают

на сверхвысоких частотах. Например, можно генерировать и усиливать с их помощью колебания на частоте до многих тысяч мегагерц. Следует заметить, что частотный предел работы туннельных диодов практически определяется не инерционностью туннельного эффекта, а емкостью самого диода, индуктивностью его выводов и его активным *сопротивлением*.

Туннельный диод может быть также использован в качестве быстродействующего переключателя, причем время переключения получается порядка 10^{-9} *сек*, т. е. 1 *нсек*. Сейчас туннельные диоды начинают широко применяться в технике СВЧ и в сверхбыстродействующих электронно-вычислительных машинах, а также во многих других радиоэлектронных устройствах. Усилители на туннельных диодах дают большое усиление при сравнительно малом уровне шума и работают весьма устойчиво.

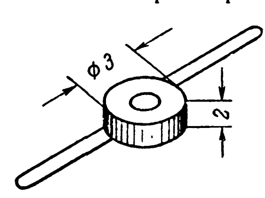


Рис. 15-4. Внешнее оформление туннельных диодов.

В старой системе обозначений для туннельных диодов после буквы Д ставилось число от 951 до 1000. По новой системе для этих диодов вторым элементом обозначения является буква И, а третий элемент — число — указывает назначение туннельного диода: от 101 до 199 для усилительных диодов, от 201 до 299 — для генераторных и от 301 до 399 — для переключающих.

Наша промышленность выпускает туннельные диоды разных типов: германиевые серии 1И302, предназначенные для переключающих схем вычислительных устройств, и арсенидогаллиевые серии 3И301, предназначенные для работы в радиоэлектронной аппаратуре в качестве переключающих элементов. Эти туннельные диоды имеют весьма малые размеры. Они оформлены в цилиндрических металлостеклянных корпусах диаметром около 3 *мм* и высотой 1,5—2 *мм* (рис. 15-4). Выводы у них гибкие ленточные. Общая длина с выводами 15—17 *мм*. Вес не превышает 0,1 *Г*. В настоящее время разрабатываются новые типы туннельных диодов и ведутся исследования по применению в них новых полупроводниковых материалов.

15-2. ЧЕТЫРЕХСЛОЙНЫЕ ДИОДЫ И ТРАНЗИСТОРЫ

Весьма интересным полупроводниковым прибором с отрицательным сопротивлением являются четырехслойные переключающие диоды и транзисторы. Их иногда также называют соответственно динисторами и тиристорами.

Структура четырехслойного диода *p-n-p-n* показана на рис. 15-5, *а*. Как видно, он имеет три *p-n* перехода, причем два из них ($П_1$ и $П_3$) работают в прямом направлении, а средний переход $П_2$ — в обратном направлении. Такой диод можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из двух транзисторов *p-n-p* и *n-p-n*, соединенных так, как показано на рис. 15-5, *б*. Получается, что переходы $П_1$ и $П_3$ являются эмиттерными переходами этих транзисторов, а переход $П_2$ работает в обоих транзисторах в качестве коллекторного перехода.

Физические процессы в четырехслойном диоде можно упрощенно представить себе следующим образом. Если бы был только один переход $П_2$, работающий при обратном напряжении, то существовал

бы лишь небольшой ток, созданный перемещением через переход неосновных носителей, которых имеется мало. Но, как известно, в транзисторе может быть получен большой коллекторный ток, являющийся тем не менее обратным током коллекторного перехода, если в базу транзистора со стороны эмиттерного перехода инжектируются в большом количестве неосновные носители. Чем больше прямое напряжение на эмиттерном переходе, тем больше этих носителей приходит к коллекторному переходу, тем больше становится ток коллектора, а напряжение на коллекторном переходе, наоборот, становится меньше, так как при большем токе уменьшается сопротивление коллекторного перехода и возрастает падение напряжения на нагрузочном резисторе, включенном в цепь коллектора. Так, например, в схемах переключения транзистор переводится в отпертое состояние (в режим насыщения) путем подачи на его эмиттерный переход прямого напряжения соответствующей величины. При этом ток коллектора достигает максимального значения, а остаточное напряжение между коллектором и базой составляет лишь несколько десятых долей вольта.

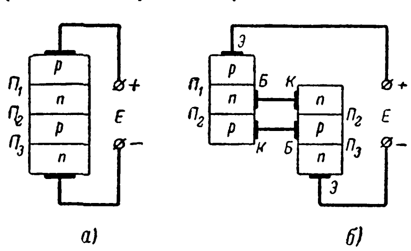


Рис. 15-5. Структура четырехслойного диода (*а*) и его представление в виде двух транзисторов (*б*).

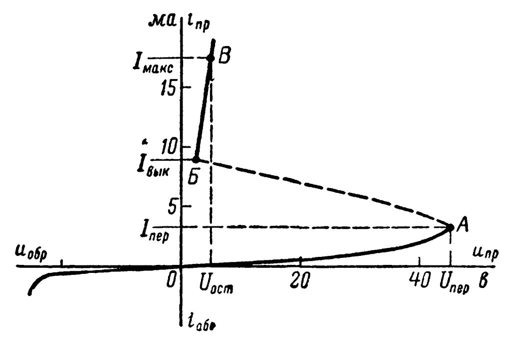


Рис. 15-6. Вольт-амперная характеристика четырехслойного диода.

Нечто подобное получается и в четырехслойном диоде. Через переходы $П_1$ и $П_3$, работающие в прямом направлении, в области, примыкающие к переходу $П_2$, инжектируются неосновные носители, которые уменьшают сопротивление перехода $П_2$, увеличивают ток в нем и уменьшают на нем падение напряжения.

При повышении напряжения на четырехслойном диоде ток сначала получается небольшим и растет медленно, что соответствует участку *ОА* вольт-амперной характеристики этого диода, изображенной на рис. 15-6. В этом режиме прибор «заперт». Сопротивление перехода $П_2$ еще велико и напряжения на переходах $П_1$ и $П_3$ еще очень

малы, так как почти все напряжение падает на $П_2$. А при очень малых прямых напряжениях прямой ток *p-n* перехода мал. По мере увеличения приложенного напряжения, вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики прямого тока *p-n* перехода ток начинает возрастать все сильнее и сильнее. Но тогда все больше и больше неосновных носителей инжектируется к переходу $П_2$, его сопротивление уменьшается и соотношение падений напряжений на переходах изменяется. Снижается падение напряжения на $П_2$, но возрастают напряжения на $П_1$ и $П_3$, что вызывает дальнейшее увеличение тока и инжекции неосновных носителей в область $П_2$. При некотором значении напряжения, называемом напряжением переключения $U_{пер}$ (точка *А* на вольт-амперной характеристике), процесс приобретает лавинообразный характер: ток резко, скачком возрастает (участок *АБ* на характеристике), так как увеличение напряжения на $П_1$ и $П_3$ увеличивает ток, уменьшает сопротивление $П_2$ и напряжение на нем, за счет чего еще больше возрастают напряжения на $П_1$ и $П_3$, что в свою очередь приводит к еще большему возрастанию тока, уменьшению сопротивления $П_2$ и т. д. В результате такого процесса устанавливается режим, напоминающий режим насыщения транзистора — большой ток при малом напряжении (участок *БВ*). Величина тока в этом режиме, когда прибор «отперт», определяется, главным образом, значением сопротивления нагрузочного резистора, включенного последовательно с прибором.

Четырехслойный диод характеризуется определенным максимально допустимым значением прямого тока $I_{макс}$ (точка *В*), при котором на приборе будет небольшое остаточное напряжение $U_{ост}$. Если же уменьшить ток через прибор, то при некотором значении тока, называемом током выключения $I_{вык}$ (точка *Б*), ток резко уменьшается, а напряжение резко повышается, т. е. прибор переходит обратно в «запертое» состояние, соответствующее участку характеристики *ОА*. При обратном напряжении на диоде характеристика получается такая же, как и у обычных диодов.

Таким образом, по своим свойствам четырехслойный диод очень напоминает ионный прибор, который «отпирается» тогда, когда напряжение на нем будет повышено до значения напряжения возникновения разряда (напряжения зажигания).

Выпускающиеся у нас переключающие кремниевые диоды серий Д227 и Д228 имеют $U_{ост}$ не более 1,5 *в*, $U_{пер}$ от 10—20 до 100—200 *в*, $I_{пер}$ от 1 до 5 *ма*, максимальный постоянный ток 50—200 *ма*, максимальный импульсный ток от 2 до 10 *а*, время включения 0,1—0,5 *мксек* и время выключения 5—10 *мксек*.

Если от одной из базовых областей сделан вывод, то получается управляемый переключающий прибор, называемый четырехслойным транзистором или тиристором. Подавая через этот вывод прямое напряжение на переход, работающий в прямом направлении, можно регулировать величину $U_{пер}$. Чем больше ток такого управляющего перехода $I_{упр}$, тем ниже будет $U_{пер}$. Подобный прибор по своим свойствам напоминает тиратрон. Но в отличие от последнего четырехслойный транзистор может перевести в «запертое» состояние уменьшение управляющего тока, а тиратрон, как известно, нельзя погасить изменением напряжения на его сетке. В настоящее время выпущены кремниевые четырехслойные транзисторы серий Д235 и Д238.

По новой системе вторым элементом обозначения для неуправляемых многослойных переключающих приборов (диодов) служит буква Н,

а для управляемых — буква У. Третьим элементом для тех и других приборов является число, указывающее на мощность: у приборов малой мощности от 101 до 199, средней мощности — от 201 до 299 и большой мощности — от 301 до 399.

15-3. КАНАЛЬНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Среди многочисленных новых типов транзисторов весьма перспективными являются канальные транзисторы (иначе их называют полевыми или униполярными). Идею устройства этих приборов предложил еще в 1952 г. один из изобретателей транзисторов Шокли. Главным достоинством канальных транзисторов является высокое входное сопротивление, величина которого такого же порядка, как у электронных ламп.

Принцип работы и схема включения канального транзистора для целей усиления показаны на рис. 15-7. Пластинка из полупроводника, например n-типа, имеет на противоположных концах электроды, с помощью которых она включена в выходную (управляемую) цепь усилительного каскада. Эта цепь питается от источника E_2 и в нее включен резистор нагрузки $R_н$. К электродам приложено напряжение u_2 и вдоль транзистора проходит ток основных носителей i_2 (в нашем примере электронный ток). Входная (управляющая) цепь транзистора образована с помощью третьего электрода, представляющего собой область с другим типом электропроводности (в нашем случае p область). Источник питания входной цепи E_1 создает на единственном p-n переходе данного транзистора обратное напряжение u_1. Во входную цепь, как обычно, включен источник усиливаемых колебаний *ИК*.

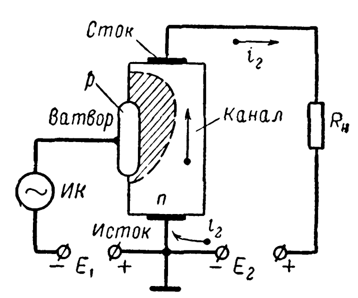


Рис. 15-7. Схема включения и принцип работы канального транзистора.

Физические процессы в канальном транзисторе происходят следующим образом. При изменении входного напряжения, являющегося обратным напряжением, изменяется толщина запирающего (обедненного) слоя p-n перехода и соответственно меняется поперечное сечение области, через которую проходит поток основных носителей заряда, т. е. выходной ток i_2. Эта область называется каналом.

Электрод, от которого в канал втекают основные носители заряда, называют истоком. Из канала носители приходят к электроду, который называется стоком. Исток и сток аналогичны соответственно катоду и аноду электронной лампы. Иногда их так и называют. Управляющий электрод, предназначенный для регулирования поперечного сечения канала, называется затвором и в какой-то степени аналогичен управляющей сетке, хотя, конечно, по физическим принципам своей работы затвор и сетка весьма различны.

Если увеличивать по абсолютной величине входное напряжение (напряжение затвора) u_1, то запирающий слой p-n перехода стано-

вится толще и поперечное сечение канала уменьшается. Следовательно, его сопротивление постоянному току R_0 возрастает, и ток i_2 становится меньше. При некотором запирающем напряжении $u_{1\,зап}$ площадь поперечного сечения канала станет равна нулю, и ток i_2 будет весьма малым, т. е. транзистор будет заперт. А при $u_1 = 0$ сечение канала наибольшее, R_0 имеет наименьшее значение, например порядка сотен ом, и ток i_2 получается наибольшим. Для того чтобы входное напряжение возможно более эффективно управляло выходным током, основной полупроводник, в котором создан канал, применяется сравнительно высокоомный, т. е. концентрация примесей в нем сравнительно невелика. Тогда запирающий слой в нем получается большей толщины. Кроме того, начальная толщина самого канала (при $u_1 = 0$) должна быть достаточно малой. Обычно она не превышает нескольких микрон. Запирающее напряжение $u_{1\,зап}$ при этих условиях имеет величину порядка десятков вольт.

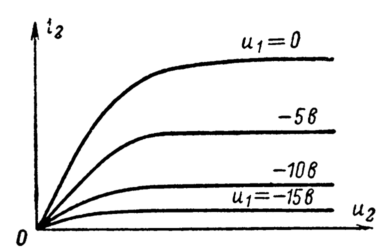


Рис. 15-8. Выходные характеристики канального транзистора.

Поскольку вдоль канала потенциал повышается по мере приближения к стоку, то на участках, близких к стоку, обратное напряжение p-n перехода увеличивается и толщина запирающего слоя получается больше.

На рис. 15-8 изображены выходные характеристики канального транзистора $i_2 = f(u_2)$ при $u_1 = \text{const}$. Они показывают, что с увеличением u_2 ток i_2 сначала растет довольно быстро, а затем это нарастание замедляется и совсем прекращается, т. е. наступает явление, напоминающее насыщение. Такое явление объясняется тем, что при повышении u_2 ток должен увеличиться, но так как одновременно происходит повышение обратного напряжения на p-n переходе, то запирающий слой расширяется, канал суживается, т. е. его сопротивление возрастает, и за счет этого ток i_2 должен уменьшиться. Таким образом, происходят два взаимно противоположных влияния на ток, который в результате остается почти постоянным. При подаче более отрицательного напряжения на затвор ток i_2 уменьшается и характеристика проходит ниже. Эти характеристики очень похожи на анодные характеристики пентода. Работа транзистора обычно происходит на пологих участках характеристик.

Канальный транзистор можно характеризовать такими же параметрами, как и электронные лампы. Основной параметр — крутизна

$$S = \frac{\Delta i_2}{\Delta u_1} \text{ при } u_2 = \text{const}. \qquad (15\text{-}1)$$

Она пока еще имеет величину не более единиц миллиампер на вольт. Вторым параметром является внутреннее сопротивление

$$R_i = \frac{\Delta u_2}{\Delta i_2} \text{ при } u_1 = \text{const}. \qquad (15\text{-}2)$$

На пологих участках выходных характеристик R_i достигает сотен килоом. Так же, как у ламп, для канального транзистора можно ввести еще один параметр — коэффициент усиления $\mu = SR_i$.

Входное сопротивление определяется, как обычно, по формуле:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} \text{ при } u_2 = \text{const}. \qquad (15\text{-}3)$$

Величина его может достигать единиц мегом. Следует отметить, что канальные транзисторы могут работать на весьма высоких частотах. Это объясняется тем, что носители движутся в канале в ускоряющем поле, а не диффузионным путем. Поэтому практически предельная частота определяется не временем пробега носителей через канал, а емкостью *p-n* перехода.

Примерами канальных транзисторов могут служить теснетрон (или текнетрон) и алькатрон.

Рис. 15-9. Устройство теснетрона (*а*) и алькатрона (*б*).

На рис. 15-9, *а* показан в размере теснетрон, имеющий цилиндрическую конструкцию. В нем затвор сделан в виде кольца, охватывающего утоньшенную часть цилиндра. Благодаря этому при изменении напряжения затвора поперечное сечение канала изменяется сильнее. У приборов этого типа рабочая частота достигает сотен мегагерц.

Алькатрон, принцип устройства которого показан на рис. 15-9, *б*, имеет сток, затвор и канал кольцевой формы, а исток в виде диска. Носители заряда движутся в канале алькатрона от истока к стоку по радиальным траекториям. Особенностью алькатрона является дополнительный электрод (второй затвор), на который также подается обратное напряжение. Благодаря этому образуется второй *p-n* переход, позволяющий регулировать начальную толщину канала. Опытные образцы алькатронов были построены на мощности до нескольких единиц ватт и рабочие частоты до 100—150 *Мгц*.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Важнейшими качествами радиоэлектронной аппаратуры являются ее надежность и долговечность, которые в большой степени зависят от надежности и долговечности электронных и полупроводниковых приборов (будем называть их просто приборами). Статистика показывает, что эти приборы наиболее часто выходят из строя по сравнению с другими деталями.

Надежность прибора — это его способность нормально работать в определенных условиях эксплуатации в течение определенного времени при сохранении своих параметров в установленных пределах. Для оценки надежности чаще всего пользуются величиной средней интенсивности отказов $\lambda_{ср}$, которая выражается отношением числа приборов, отказавших за время от 0 до t, к общему числу приборов, безотказно работавших в течение времени t.

Можно также оценивать надежность приборов процентом их годности, который характеризует отношение числа приборов, выдержавших то или иное испытание, к общему числу испытанных приборов. Чем выше процент годности приборов при испытании, тем выше их надежность при эксплуатации.

Отказы приборов могут быть двух видов: внезапные отказы и отказы из-за «старения» прибора, т. е. за счет постепенного ухудшения параметров. Внезапный отказ обычно представляет собой полный выход прибора из строя. В лампах это происходит, например, вследствие короткого замыкания между электродами, обрыва их выводов, пробоя изоляции катод-подогреватель, появления трещин в стекле и т. д. А отказы за счет старения в лампах происходят из-за постепенных необратимых изменений в оксидном катоде, появления утечек между электродами, выделения газов из электродов и т. д.

В начальный период работы ламп интенсивность отказов $\lambda_{ср}$ бывает сравнительно велика из-за скрытых дефектов, не обнаруженных вследствие несовершенства методов контроля производства. Далее $\lambda_{ср}$ быстро уменьшается и в течение длительного срока остается почти постоянной. В этот период происходят лишь случайные отказы. В конце срока службы $\lambda_{ср}$ растет из-за старения ламп.

Для обеспечения надежности и долговечности ламп необходимо соблюдение указаний по эксплуатации, приводимых в справочниках. Прежде всего нельзя превышать предельные значения токов, напряжений и мощностей, а также внешних факторов, т. е. температуры, давления и влажности окружающей среды, ударных, вибрационных и других перегрузок. Нельзя эксплуатировать лампы в режимах, когда одновременно достигаются два предельных значения. Нагрев

ламп должен быть как можно меньше. Это всегда повышает надежность и долговечность.

Нежелательными являются следующие сочетания режимов работы ламп:

1) наибольшее напряжение накала с малым током катода или с наибольшим напряжением между катодом и подогревателем;

2) наименьшее напряжение накала с большим током катода;

3) наибольшая мощность, выделяемая на электродах, и большое сопротивление в цепи управляющей сетки;

4) наибольшая температура баллона с малым током катода или с наибольшими напряжениями на электродах;

5) наибольшая температура баллона с наибольшими мощностями, выделяемыми на электродах, и большим сопротивлением в цепи сетки.

Следует правильно крепить лампы. Между местом пайки выводов сверхминиатюрных ламп и их баллоном надо обеспечивать теплоотвод, например, зажимая вывод плоскогубцами. Изгиб выводов разрешается делать не ближе 5 *мм* от стекла баллона.

Аналогичные правила надо соблюдать и для обеспечения высокой надежности полупроводниковых приборов. Ниже приводятся основные указания по их эксплуатации.

1) Все схемы надо рассчитывать и проектировать с учетом возможных изменений параметров в процессе хранения и эксплуатации приборов в рабочем диапазоне температур. Особое внимание надо обратить на изменение у транзисторов обратных токов переходов и коэффициента усиления по току.

2) Рабочие напряжения, токи и мощности должны быть ниже предельных величин. Для схем с высокой надежностью предельные режимы не допускаются. Нельзя использовать приборы в режиме, когда одновременно достигаются два предельных параметра.

3) Транзисторы не должны даже короткое время работать с отключенной базой. Для увеличения стабильности их работы в широком диапазоне температур сопротивление в цепи базы должно быть максимальным.

4) Желательно снижать рабочую температуру прибора. Если она будет на 10° С ниже предельной, то число отказов снижается вдвое.

5) Рекомендуется защищать прибор от перенапряжений. Для этого, например, могут применяться схемы стабилизации напряжения. Недопустима подача на транзистор питающих напряжений неправильной полярности.

6) Пайку выводов надо делать не ближе 10 *мм* от корпуса в течение не более 10 *сек* паяльником мощностью не выше 50—60 *вт*. При этом необходимо осуществлять теплоотвод между корпусом и местом пайки.

7) Изгиб выводов можно делать не ближе 10 *мм* от корпуса.

8) Не следует располагать приборы вблизи нагревающихся деталей. Желательно всегда обеспечить возможно лучший теплоотвод от корпуса прибора.

9) Не рекомендуется крепить приборы на выводах.

10) Недопустимо проверять полупроводниковые приборы при помощи таких омметров, которые могут создавать опасные для данного прибора токи.

Строгое и неуклонное соблюдение указаний по эксплуатации приборов является лучшим условием для того, чтобы они работали надежно и долговечно.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитие электронных, ионных и полупроводниковых приборов происходит весьма быстрыми темпами. Разрабатываются новые приборы для более высоких частот (до многих тысяч мегагерц), для возможно больших мощностей, для более высоких рабочих температур (до сотен градусов) и возможно более малого размера. Особое внимание уделяется повышению надежности, долговечности, стабильности, механической прочности и температуростойкости приборов.

Появились электронные приборы, основанные на новых принципах. К ним, например, относятся химотроны (солионы), в которых используются явления в электролитах, и криотроны, работающие при очень низких температурах, приближающихся к абсолютному нулю.

Наиболее важным направлением развития электроники является миниатюризация и микроминиатюризация приборов. Это связано с тем, что во многих современных радиоэлектронных устройствах, в частности в электронно-вычислительных машинах, количество полупроводниковых приборов составляет десятки тысяч и больше. Постройка таких машин для выполнения еще более сложных операций требует дальнейшего увеличения числа их элементов.

Существует несколько путей развития микроминиатюризации. Например, техника твердых схем и пленочная электроника состоят в том, что на миниатюрной пластинке полупроводника в разных местах создаются тонкие пленки нужной формы с различной электропроводностью и таким способом образуются полупроводниковые приборы, резисторы, конденсаторы и катушки, соединенные друг с другом по соответствующей схеме. Для изготовления подобных схем применяются методы диффузии, напыления в вакууме, фотолитографии и др.

Большое будущее имеет молекулярная электроника (молектроника), принципиально отличная от современной радиоэлектроники, для которой характерно протекание токов через различные элементы схемы. В устройствах молекулярной электроники используются микропроцессы, происходящие в атомах, молекулах или микрообъемах полупроводников. Ими могут быть генерация и рекомбинация носителей, резонансные явления в атомах, взаимодействие подвижных носителей с атомами кристаллической решетки и другие процессы.

Исключительно быстрое развитие электроники свидетельствует о том, что в этой области произойдет еще много интереснейших открытий, которые будут содействовать прогрессу науки и техники.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1р. 43 к.